radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

Bauanleitung:
Stereoverstärker mit Studioqualität

PREIS DM 2,00 · 11. JAHRGANG
VERLAGSPOSTORT LEIPZIG · FÜR DBR BERLIN
AUGUST 1962
16



VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN

AUS DEM INHALT

OBSAH

СОДЕРЖАНИЕ

VEB VERLAG TECHNIK
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14.
Telefon 420019, Fernverkehr 423391, Fernschreiber 011441 Techkammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadr.: Technikverlag Berlin

radio und fernsehen
Verantw. Redakteur: Dipl. oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Blodszun, Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke, Ing. Oswald Orlik
Veröffentlicht unter ZLN 5227 der DDR

Alleinige Anzeigenannahme:
DEWAG-WERBUNG BERLIN, Berlin C 2, Rosenthaler Str. 28/31 u. alle DEWAG-Betriebe in den Bezirksstädten der Deutschen Demokratischen Republik. Gültige Preisliste Nr. 1

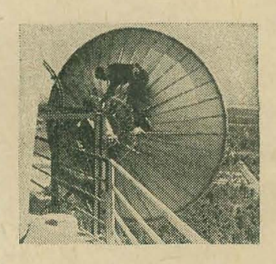
Druck: Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36

Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,— DM

Bestellungen nehmen entgegen
Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167

Ausland:
Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11 a, Rue Paris
Volksrepublik China: Guozi Shudian, Peking, 38, Suchou Hutung
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Poltut Administrativ C. F. R. Bukarest
Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Stalinova 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspetschatj" Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultura" Könyv és hirlap külkereskedelmit vállalat, P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14

CONTENTS



Titelbild:

Endmontage an der Richtfunk-Relaisstation Birkholzaue bei Berlin, von der wir in einem späteren Heft näher berichten werden.

Foto: Gerhard Kindt

UNSERE LESER SCHREIBEN

Betr.: Unfaßbare Tatsache des Lautsprecherempfangs ohne Lautsprecher!

Ich baute mir eine Endstufe mit der EL 84 und dem haargenau dazu passenden 5500/5-Ω-Ausgangstrafo EJ 66/22 - 01 aus dem Transformatorenwerk Neuruppin. Ohne das Gerät abzuschalten, trennte ich meinen erst einmal provisorisch angeschlossenen Lautsprecher vom Trafo, um ihn in den Schrank zu legen. Ich halte ihn noch in der Hand und erstarre vor Schreck, weil das Gerät mit Zimmerlautstärke (!), wenn auch viel leiser als vorher, weiterspielt, und zwar mit guter (!) Klangqualität. Irgendwelche unmögliche Induktion vermutend lege ich den Lautsprecher ganz weit weg und staune erst recht, weil die Musik aus dem Chassis kommt. Ich stellte fest, daß die Ursache ... im Ausgangstrafo zu suchen war ...
Mich ärgert nun allerdings, daß ich nicht weiß, ob das Anpassungsverhältnis 5500/5 Ω erhalten bleibt, ob also der EJ 66 mit seinen Kernverlusten allein als „Lautsprecher" arbeitet oder ob zusätzliche Energie verlorengeht bzw. in Unterhaltungsmusik umgesetzt wird ... Jedenfalls habe ich mich langsam an die unumstößliche Tatsache gewöhnt (!) und lasse das Gerät oft ohne echten Lautsprecher spielen. Ich glaube aber kaum, daß es sich um eine Allgemeinerscheinung handelt.

P. S., Rostock 5

Es ist nichts Neues, daß ein Ausgangstrafo mechanische Schwingungen ausführt, wenn man die Last des Verstärkers (Lautsprecher) abtrennt. Man kann diese Tatsache an jedem Rundfunkgerät mehr oder weniger deutlich nachprüfen. Über die Klangqualität eines „Trafo-Lautsprechers" wollen wir nicht streiten. Die Physik beweist, daß diese Qualität ... mäßig sein muß. Da wir jedoch gerade von Physik sprechen — haben Sie sich schon Gedanken darüber gemacht, was der Verstärker wohl dazu sagt, wenn Sie, wie Sie schreiben, sich des öfteren Ihrer Entdeckung freuen? Die Endröhre läuft dann ohne Last. Sie muß die ihr zugeführte Gleichstromleistung restlos in Wärme (Anodenverlustleistung) umsetzen. Außerdem treten nach dem Induktionsgrundgesetz hohe Spannungen im Ausgangstrafo auf, für die er nicht gebaut wurde. Das Ergebnis dürfte nicht schwer vorstellbar sein ... Hoffentlich kommt unser Brief an, ehe Sie den dritten Ausgangstrafo oder die vierte Endröhre kaufen! Aber im Ernst: Es gehört zu den Grundregeln, daß man einen Verstärker nie ohne Lautsprecher ansteuern darf. Bitte, tun Sie es nicht mehr. Im Namen der E-Teile Ihres Verstärkers: herzlichen Dank!

*

Zurückkommend auf Ihren Artikel über „Elektronische Nachhalleinrichtungen", insbesondere auf die im Heft 14 vom Juli 1961, S. 446 beschriebene Nachhalleinrichtung mittels Metallfedern, sehen wir über die Funktion dieses Gerätes nicht ganz klar.
Wodurch entsteht hier z. B. eine Zeitverzögerung von 1,7 Sekunden? Wir vermuten, daß die Metallfedern durch das Anregesystem sehr breitbandig angeregt werden und dann nachschwingen und dadurch ein derartiger Nachhall entsteht. Dieses Nachhallen der Federn ist aber keine Zeitverzögerung, sondern stellt das gleiche Abklingen des Tones dar wie in einem Hallraum.
Ganz besonders würde es uns interessieren, ob Sie davon unterrichtet sind, mit welchem Frequenzbereich wir hier rechnen können und ob in etwa die wichtigsten Sprachfrequenzen zwischen 300 und 3000 Hz linear übertragen werden. Wir können uns nicht vorstellen, daß auch nur eine einigermaßen geradlinige Charakteristik für den Frequenzbereich bis z. B. 10 000 Hz gegeben ist, oder wird das durch den nachstehenden Verstärker ausgeglichen?

VEB Fernmelde-Anlagenbau Rostock

Eine kurze Aufklärung, wie das Verfahren arbeitet: Schallwellen werden in einem Medium bekanntlich mit einer Ausbreitungsgeschwindigkeit fortgeleitet, die u.a. von der Dichte des Mediums abhängt. (Mathematische Beziehung für feste Medien: $c = E/\varrho$, worin E der Elastizitätsmodul, ϱ die Dichte des betr. Stoffes ist.) In Stahl hat c die Größenordnung von $5000\,\mathrm{m\cdot s^{-1}}$, ist also wesentlich größer als die Luft. Aus diesem Grunde kann eine Stahlstange von relativ geringer Länge bereits eine größere Schall-Laufzeit aufweisen. Rollt man die Stahlstange bzw. den Stahldraht noch zu einer Spiralfeder, so erreicht man tatsächlich mit tragbaren Abmessungen eine Laufzeit von 1,7 s. (Den mathematischen Beweis dürfen wir uns sparen.) Leitet man einen Teil des Signals über den Umweg Schallwandler — Stahlspirale — Schallwandler — (Verstärker) und setzt ihn dem ursprünglichen Signal wieder zu, so ist dieser Anteil einwandfrei um 1,7 s gegenüber dem nicht über Spirale geleiteten Anteil verzögert, wodurch die Nachhallwirkung entsteht.
Daß man nicht ein so breites akustisches Spektrum wie von 300 bis 3000 Hz linear über zwei Schallwandler leiten kann, dürfte Ihnen bekannt sein. Welche Frequenzabhängigkeit in der Stahlspirale auftritt, wissen wir nicht, jedenfalls dürfte sie sich — falls sie ins Gewicht fällt — leichter kompensieren lassen als bei den Wandlern.

*

... Ich möchte mir eine Fernsehantenne anfertigen. Ich höre, daß nach den neuesten Erfahrungen dieselben nicht mehr isoliert werden, und die Blitzableiter-Leitung wird direkt an den Antennenmast angeschlossen. Ich weiß nicht und komme nach dieser Antennentheorie nicht mehr mit. Ich hatte mich seit 1945 nicht mehr mit der Materie beschäftigt.

M. H., Piesteritz

Man muß sich schon ein wenig mit den Grundlagen der Antennentechnik beschäftigen, um zu begreifen, warum man Halbwellendipole und deren parasitäre Elemente in der Mitte leitend mit dem Antennenmast verbinden darf. Falls Sie den Jahrgang 1960 unserer Zeitschrift besitzen, empfehlen wir Ihnen den Beitrag „Dipole und Dipolgruppen" im Heft 8, in dem auch auf diese Frage eingegangen wird. Literatur über Antennenfragen finden Sie in den verschiedenen Jahrgängen unserer Zeitschrift. Eine Einführung gibt das Antennenbuch von Rothammel (Verlag Sport und Technik).

Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...

- Kleine Tips für Tonbandamateure
- Bilaterale Leitfähigkeit von pnp-Flächentransistoren im Schaltbetrieb
- Funktion und Dimensionierung von Zählschaltungen mit Kaltkatoden-Relaisröhren
- Eine Dimensionierungsvorschrift für den Differenzverstärker
- Bauanleitung für eine elektronische Belichtungsuhr



▼ **Budapest und Moskau** sollen noch in diesem Jahr durch eine 1600 km lange Relaiskette verbunden werden. Die Relaisstelle auf dem höchsten ungarischen Berg Kékes ist bereits fertiggestellt und weitere in Miskolc und Tokaj befinden sich im Bau. Die Tokajer Relaisstelle wird das sowjetische Fernsehprogramm vom Fernsehsender in Mukatschewo (Ukrainische SSR) empfangen.

▼ **Direkte Fernsehübertragungen Paris—Moskau** bereiteten die Teilnehmer einer französisch-sowjetischen Expertenkonferenz vor, indem sie einen genauen Plan für den Austausch wissenschaftlicher Mitarbeiter noch im Jahre 1962 ausarbeiteten.

▼ **Eine Fernsehkamera für 1200 °C Umgebungstemperatur** entwickelte die AEG. Die Kamera ist wasser- und preßluftgekühlt, läßt sich mit einer automatischen Einfahrvorrichtung versehen und kann mit Normal- und Sonderobjektiven ausgerüstet werden.

▼ **Am 19. und 20. September** veranstaltet das Mathematische Institut der Technischen Hochschule „Otto von Guericke", Magdeburg, das 3. Kolloquium über „Elektronische Rechenmaschinen und ihren Einsatz zur Lösung wissenschaftlich-technischer Probleme".

▼ **Die „Klement-Gottwald"-Staatspreise der ČSSR** wurden in diesem Jahr u. a. dem Kollektiv der Halbleiterabteilung im Institut VÚST „A. S. Popow" in Prag und dem Kollektiv des technischen und des Produktionsabschnittes der Halbleiterbauelementefertigung im Betrieb Tesla Rožnov für appl. Halbleiterforschung und die Lösung der Halbleitertechnologie, Konstruktion und Einführung in die Produktion von Halbleiterbauelementen verliehen.

▼ **Berichtigung:** Im Beitrag Einseitenband-Funksprechgerät „Nedra 1" in radio und fernsehen 12 (1962) S. 363 sind im Bild 2 einige Fehler enthalten, die wir zu berichtigen bitten. Die Heizspannung beträgt nicht 12 V, sondern 1,2 V; die Verbindung zwischen C_{13} und C_{11} sowie der Steckanschluß 1 sind an Masse zu legen.

Das Digital-Gleichspannungsvoltmeter NR 10

wurde im tschechoslowakischen Betrieb Metra Blansko entwickelt. Es ist mit Halbleiterbauelementen (mit Ausnahme der Glimmziffernanzeigeröhren) bestückt und in gedruckter Schaltungstechnik ausgeführt. Das Meßgerät enthält weder mechanische Kontakte noch sich bewegende Teile. Der Vergleichskreis ist so gestaltet, daß die Belastung der gemessenen Spannungsquelle am Ende des Kompensationsvorganges sehr klein ist.
Das Voltmeter hat folgende Meßbereiche: 10 V, 100 V und 1000 V, die Genauigkeit beträgt ± 0,1%, die Auswertungsgeschwindigkeit ist 15 ms, der Eingangswiderstand im 100-V- und 1000-V-Bereich ist 1 kΩ/V, im 10-V-Bereich ist der Eingangswiderstand durch den maximalen Eingangsstrom nach der Kompensation von 0,25/μA gegeben. Die Umgebungstemperatur darf 15 ··· 35 °C betragen.
Das Voltmeter hat eine automatische Polaritätsumschaltung, ein Meßwertdrucker kann ebenfalls angeschaltet werden.
Die Leistungsaufnahme beträgt 45 VA, die Abmessungen sind 485 × 135 × 300 mm und das Gewicht ist 16 kp.

Wichtige Literaturzusammenstellungen

Dem Bulletin wichtiger Literaturzusammenstellungen 6 (1962) entnahmen wir folgende Hinweise

Literatur über Fernsteuerung
Lit.-Nr.: 1. Titelanzahl: 21. Berichtsz.: 1954-60.
Hrsg.: Forschungsanstalt für Schiffahrt, Wasser- und Grundbau. Berlin O 17, Alt-Stralau 44-45.

Literatur über Transistor-Gleichspannungsmeßverstärker
Lit.-Nr.: 107. Titelanzahl: 14. Berichtsz.: 1957-61.
Hrsg.: Institut für Regelungstechnik. Leitstelle Dokumentation BMSR. Berlin O 112, Neue Bahnhofstraße 9-17.

Literatur über Triggerschaltungen
Lit.-Nr.: 106. Titelanzahl 17. Berichtsz.: 1957-62.
Hrsg.: Institut für Regelungstechnik. Leitstelle Dokumentation BMSR. Berlin O 112, Neue Bahnhofstraße 9-17.

Interessenten haben die Möglichkeit, die angeführten Literaturzusammenstellungen gegen eine Gebühr bei der jeweils angegebenen Institution als Abschrift oder Fotokopie zu bestellen.

Eine neuartige drahtlose Personenrufanlage

wurde im Forschungsinstitut Manfred von Ardenne, Dresden-Weißer Hirsch, von einem Kollektiv der Abteilung für medizinische und industrielle Elektronik entwickelt. Das Gerät, das ausschließlich handelsübliche Bauelemente der DDR-Produktion verwendet, hat außerdem folgende Vorteile: Anruf und Sprachinformation erfolgen für jeden Empfänger auf einer Trägerfrequenz. Mithören anderer Frequenzen ist somit nicht möglich. Der Suchruf kann von jedem beliebigen Haustelefonapparat unter Ausschaltung der Vermittlungszentrale erfolgen. Der Frequenzbereich liegt zwischen 20 ...150 kHz, die einzelnen Kanäle haben einen Frequenzabstand von etwa ± 3 kHz. Die Sendeanlage kann ein Gebiet von etwa 20 000 m^2 versorgen. Die handlichen Empfänger arbeiten nach dem Zwischenfrequenzprinzip, sind volltransistorisiert und werden aus einer 3-V-Stabbatterie gespeist. Die Produktion wurde von der PGH „Radio und Fernsehen" in Karl-Marx-Sadt aufgenommen.

In einem der nächsten Hefte werden wir eine ausführlichere Beschreibung dieses Gerätes veröffentlichen.

Neue Halbleiterpublikation

Das Institut für Halbleitertechnik (Teltow, Elbestraße 2) brachte das erste Heft seiner Technisch-wissenschaftlichen Mitteilungen heraus. Jährlich sollen etwa vier bis fünf Hefte dieser Mitteilungen in zwangloser Folge erscheinen. Das erste Heft enthält: Falk: Über die Fremdstoffverteilung beim Schwimmtiegelverfahren. Schmuntzsch: Eine Methode zur Bestimmung von Basisquerwiderständen bei Ringbasistransistoren durch HF-Messung. Mittenentzwei: Über die Entwicklung von Sperrschichten für Siliziumzenerdioden. Armgarth: Pulsformerschaltungen mit Transistoren OC 871. Die letzte Arbeit befaßt sich mit dem Verhalten des astabilen Multivibrators und des Schmitt-Triggers. In beiden Schaltungen werden die Transistoren als ladungsgesteuerte Anordnungen betrachtet. Eine gute Übereinstimmung zwischen den berechneten und gemessenen Übergangszeiten wird festgestellt.
Die Technisch-wissenschaftlichen Mitteilungen werden gegen Entrichtung einer Schutzgebühr von 2,— DM abgegeben. Laufender Bezug ist möglich.

Die Struktur der Schwachstromindustrie der USA

Nach Zahlen, die die amerikanische Fachzeitschrift „Electronics World" 3 (1962) S. 6 über die Umsatzstruktur der U.S.-amerikanischen Schwachstromindustrie veröffentlichte, macht — ebenso wie in den Vorjahren — der Umsatz an für Rüstungszwecke bestimmten Geräten über die Hälfte des Gesamtumsatzes des Industriezweiges aus. Die prozentualen Anteile am Gesamtumsatz betragen

für Geräte für militärische Zwecke:	52,25%
für Konsumgüter (einschl. Rundfunk und Fernsehen)	19,7 %
für kommerzielle Geräte	18,7 %
und für Ersatzteile	9,35%

Dabei stieg der Umsatz gegenüber 1960 für Geräte militärischen Charakters um 6%, für kommerzielle Geräte um 8,6% und für Ersatzteile um 5,6%, der Umsatz für Konsumgüter dagegen sank um 4,7%.
1950 war die Umsatzstruktur der Schwachstromindustrie umgekehrt: Der Anteil der Konsumgüter am Gesamtumsatz betrug 57,7% und der Anteil der Geräte für militärische Zwecke 19,2% [siehe auch radio und fernsehen 14 (1958) S. 441 und 18 (1958) S. 550].

Statistik der Rundfunk- und Fernsehteilnehmer in der DDR

Stand vom 30. 6. 1962

Bezirksdirektion für Post- und Fernmeldewesen	Rundfunkteilnehmer insgesamt	davon Fernsehteilnehmer
Rostock	242 559	74 176
Schwerin	180 038	55 296
Neubrandenburg	182 409	54 161
Potsdam	364 352	123 612
Frankfurt (Oder)	205 365	64 289
Cottbus	248 157	71 979
Magdeburg	421 965	144 639
Halle	621 840	189 710
Erfurt	380 463	122 402
Gera	234 955	66 356
Suhl	159 057	50 235
Dresden	660 150	170 513
Leipzig	545 750	140 229
Karl-Marx-Stadt	752 169	213 898
Berlin	436 922	122 048
	5 636 151 (+ 3 130)	1 663 543 (+ 99 154)



In dem chinesischen volkseigenen Rundfunkwerk in Tientsin wurde die Serienproduktion von TV-Empfängern aufgenommen. Unser Bild zeigt Geräte des Typs „Peking"

radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

11. JAHRGANG · 2. AUGUSTHEFT 16 1962

BAUELEMENTE DER SCHWACHSTROMTECHNIK

Fachtagung der KDT am 14. und 15. Juni 1962 in Leipzig

Der Fachausschuß 12 „Bauelemente der Nachrichtentechnik" im Fachverband Elektrotechnik der KDT veranstaltete unter der Leitung von Herrn Dr. Prang eine Fachtagung mit internationaler Beteiligung.
Nach der Eröffnung und Begrüßung durch Herrn Prof. Dr. Heinze folgte ein Einführungsvortrag von Herrn Dr. Prang, der auf die Probleme und Perspektiven elektronischer Bauelemente hinwies. In dem anschließenden Festvortrag von Herrn Prof. Dr. Freitag wurde außer auf die Bauelementeprobleme auf die Zuverlässigkeit nachrichtentechnischer Geräte und Anlagen eingegangen.
Die zahlreichen Vorträge und die hohe Teilnehmerzahl spiegelten sowohl die Bedeutung dieses Fachgebietes für die moderne Technik als auch die Bemühungen der Wissenschaftler um deren weitere Entwicklung wider. Nachfolgend bringen wir die Entschließung und eine kurze Inhaltsangabe verschiedener Vorträge.
Wir möchten unsere Leser darauf aufmerksam machen, daß in den Heften 10 und 11 (1962) der Zeitschrift „Nachrichtentechnik" sämtliche Fachvorträge veröffentlicht werden.

ENTSCHLIESSUNG

Im Bewußtsein der engen Zusammengehörigkeit der Arbeiterklasse und der Intelligenz und der auf dem III. Kongreß der Kammer der Technik herausgestellten nationalen Verantwortung des Ingenieurs in der Deutschen Demokratischen Republik hat die vom Fachausschuß „Bauelemente der Nachrichtentechnik" einberufene Tagung „Bauelemente der Schwachstromtechnik" am 14. und 15. Juni 1962 in Leipzig-Markkleeberg darüber beraten, wie auf dem Gebiet dieser Bauelemente der technische Fortschritt zielstrebig und planmäßig durchgeführt werden kann.
Durch ihre Bereitschaft, den technischen Stand der Bauelemente so zu verbessern, daß die Geräteindustrie in die Lage versetzt wird, Geräte herzustellen, die auf dem Weltmarkt konkurrenzfähig sind, tragen die Angehörigen der technischen Intelligenz dazu bei, die ökonomischen Grundlagen unserer Republik zu stärken und dadurch dem Sozialismus zum Sieg zu verhelfen und die Lehren des Dokuments — die geschichtliche Aufgabe der Deutschen Demokratischen Republik und die Zukunft Deutschlands — zu verwirklichen.
Sie helfen dadurch, den Beschluß der Delegierten des Deutschen Nationalkongresses, ein einheitliches Deutschland unter sozialistischer Führung zu schaffen, in die Tat umzusetzen.
Etwa 500 Teilnehmer an der Tagung in Leipzig-Markkleeberg haben in 25 Vorträgen den Bericht der Experten über den derzeitigen Stand der Bauelemente, die Perspektive und die zu ihrer Verwirklichung erforderlichen Maßnahmen entgegengenommen. In der sich anschließenden Diskussion wurden diese Berichte ergänzt und vertieft.
Dadurch konnte erreicht werden, daß die Gesamtheit der Tagungsteilnehmer mit allen diesen Problemen und den aufgezeigten Lösungen vertraut gemacht wurde. Jeder Tagungsteilnehmer verpflichtet sich, die Ergebnisse dieser Tagung in dem Kreis zu popularisieren, in dem er mitarbeitet oder für den er verantwortlich ist, damit erreicht wird, daß alle Werktätigen der Betriebe an der Lösung dieser Aufgaben der elektronischen Industrie mitarbeiten.
Eine Reihe der auf der Tagung behandelten Probleme kann die Bauelementeindustrie mit eigener Kraft und staatlicher Unterstützung lösen.
Die in der Perspektive festgelegten Aufgaben der Weiterentwicklung einer Reihe von Bauelementegruppen können aber nur gelöst werden, wenn die Zulieferindustrien, insbesondere die chemische Industrie und die Metallurgie, den Bauelementeherstellern eine weit stärkere Hilfe geben als bisher.
Die sich im einzelnen aus der Diskussion und der Aufgabenstellung ergebenden Forderungen sind in der Anlage beigefügt.
Als roter Faden zogen sich ausgehend von dem Festvortrag von Herrn Professor Dr. Freitag durch die Diskussion die Forderungen hinsichtlich der Zuverlässigkeit und Lebensdauer der Bauelemente.
Die ersten Maßnahmen, die zur Lösung dieser Aufgabe von der Tagung vorgeschlagen werden, sind in der Anlage enthalten.

Anlage zur Entschließung

Die Tagungsteilnehmer erachten es für unbedingt erforderlich, daß seitens aller Stellen den Zuverlässigkeits- und Lebensdauerfragen größere Beachtung als bisher geschenkt wird.
Um auf dem Gebiet der Bauelemente der Nachrichtentechnik recht bald den zur Zeit vorhandenen Rückstand aufzuholen, empfehlen die Tagungsteilnehmer:

1. Von den Bauelementeherstellern sind bei der Entwicklung neuer Bauelemente sofort Untersuchungen auf die Zuverlässigkeit und Lebensdauer einzuleiten.
2. Von den Großverbrauchern sind Maßnahmen zu treffen, die gewährleisten, daß die Bauelementehersteller über die Ausfälle und Ausfallursachen ihrer Bauelemente rechtzeitig informiert werden.
3. Von den zuständigen staatlichen Stellen sind grundsätzliche Richtlinien zu erlassen, die es den Betrieben und Instituten ermöglichen, Arbeiten auf dem Gebiet der Zuverlässigkeit durchzuführen. Wichtige Betriebe und Institute sind zu Arbeiten auf dem Gebiet der Zuverlässigkeit zu verpflichten.
4. Von der Standardisierung sind schnellstens die Begriffsbestimmungen für alle im Zusammenhang mit der Zuverlässigkeit

stehenden Begriffe zur Diskussion zu stellen und anschließend in einem Standard festzulegen. Dabei sind die bereits üblichen Begriffsbestimmungen des sozialistischen Auslandes zu beachten.

5. Die Geräteentwickler dürfen jedoch keine überspitzten Forderungen hinsichtlich der Zuverlässigkeit und Lebensdauer der Bauelemente stellen. In jedem Falle ist eingehend zu prüfen, ob durch konstruktive oder technologische Maßnahmen eine geringere Zuverlässigkeit den gleichen Zweck erfüllt.

Aus den Diskussionsbeiträgen sowie den Referaten ergaben sich Forderungen an andere Industriezweige, damit Forschungs- und Entwicklungsergebnisse nutzbar gemacht werden können.

Diese Forderungen können in nachstehenden Punkten zusammengefaßt werden:

1. Die Grundstoffindustrie muß die Forderungen der Bauelementehersteller auch dann berücksichtigen, wenn die benötigten Mengen nur einen sehr geringen Teil der Gesamtproduktion ausmachen. Zu den dringend benötigten Erzeugnissen gehören z. B.:
   a) Kunststoffolien für die Elektrotechnik, wie
      Polyterephtalatfolie
      Polycarbonatfolie
      Polypropylenfolie
   b) Eisenoxyd für die Herstellung von Ferriten
   c) Texturblech für Kleintrafos
   d) Kontaktwerkstoffe
   e) Isolierstoffe, wie Ekafluvin, Heydeflon, Luvikan
2. Schaffung einer zentralen Prüfstelle für mechanische Prüfungen an Bauelementen.
3. Entwicklung und Produktion moderner Hochvakuumimprägnieranlagen und Bedampfungsanlagen.
4. Beschleunigte Aufstellung eindeutiger Standards speziell für Ferritwerkstoffe und Bauelemente.

Kurzreferate

Ing. Kobe, VEB WBN Teltow

Feste Schichtwiderstände

Durch die schnelle Entwicklung der Technik treten neben den Wünschen nach kleinsten Abmessungen und einer der gedruckten Schaltung entsprechenden Anschlußart erhöhte Forderungen hinsichtlich Lebensdauer, Temperaturverhalten, Stabilität, obere Frequenzgrenze und Einsatz unter klimaungünstigen Bedingungen immer stärker in den Vordergrund. Entscheidend für die Erreichung der genannten Eigenschaften sind vor allen Dingen die Homogenität der leitenden Schicht, eine gute Kontaktsicherheit zwischen der Widerstandsschicht und den Anschlußelementen und die Wirksamkeit des Oberflächenschutzes der Schichtwiderstände.

Das Fertigungsprogramm des VEB WBN Teltow umfaßt z. Z. Widerstände mit Radial- und Schellenanschluß der verschiedensten Belastbarkeiten in Glanzkohle- und Borkohleausführungen, Widerstände der häufigst verlangten Typen mit Axialanschluß mit und ohne Kappen und viele Arten von Sonderwiderständen für UHF- und UKW-Anwendung, Abschlußwiderstände für Rundfunk-, UKW- und Fernsehsender und Höchstohmwiderstände. Die grundsätzliche Richtung für die nächsten Jahre geht dahin, den radial angeschlossenen Widerstand durch einen axial angeschlossenen Widerstand mit Kappen abzulösen und Widerstände mit axialem Drahtanschluß ohne Kappen vorerst speziell für Meßwiderstände zu begrenzen. Ferner ist daran gedacht, die Borkohlewiderstände gänzlich durch Metallschichtwiderstände, die bessere elektrische und mechanische Eigenschaften aufweisen, zu ersetzen. Auf die mannigfaltigen Ausführungen und Bauformen der Sonderwiderstände wurde im eigentlichen Referat näher eingegangen.

Dipl.-Chem. Teuschler, VEB WBN Teltow

Das physikalisch-chemische Verhalten von Glanzkohleschichten

Den wichtigsten Arbeitsgang bei der Herstellung von Glanzkohleschichtwiderständen (GSW) stellt die Bekohlung von geeigneten Trägerkörpern dar.

Zur Bekohlung werden diese Trägerkörper in geeigneten Apparaten auf die Temperaturen erhitzt, bei welchen sich nach Einleitung eines Bekohlungsmittels eine kristalline Form des Kohlenstoffes ausscheidet.

Die gewendeten, kontaktierten und mit Anschlußelementen versehenen GSW werden meist durch eine (mehrmalige) Lackierung geschützt. Für exakt gefertigte GSW beträgt der TK $-2 \cdots -9 \cdot 10^{-4}$/°C (10 Ω bis etwa 10 MΩ). Der TK von Kolloidkohleschichtwiderständen liegt in der Größenordnung von 10^{-3}/°C. Der schlechtere TK von dünnen Schichten kann u. a. dadurch erklärt werden, daß der Lackfilm auf der Schichtoberfläche eine Grenzschicht bildet, deren Dicke von der Porosität der Halbleiterschicht und seiner Benetzbarkeit abhängt.

Durch eine Vielzahl von Temperaturstürzen kann auch eine irreversible Änderung des Widerstandswertes zur hochohmigen Seite erfolgen. In ihrer zeitlichen Konstanz kann die Glanzkohleschicht sowohl von inneren als auch von äußeren Einflüssen beeinträchtigt werden.

Das beste zeitliche Verhalten — auch unter Feuchteeinwirkung — zeigen die Widerstände, die gasdicht mit einem vollkommen anorganischen Oberflächenschutz versehen wurden, z. B. Einlöten in Keramikröhrchen, Einschmelzung in Glas usw.

Zur Zeit bemüht man sich darum, durch Veränderungen der Keramik und des Oberflächenschutzes die störenden Momente zu mindern oder zu beseitigen.

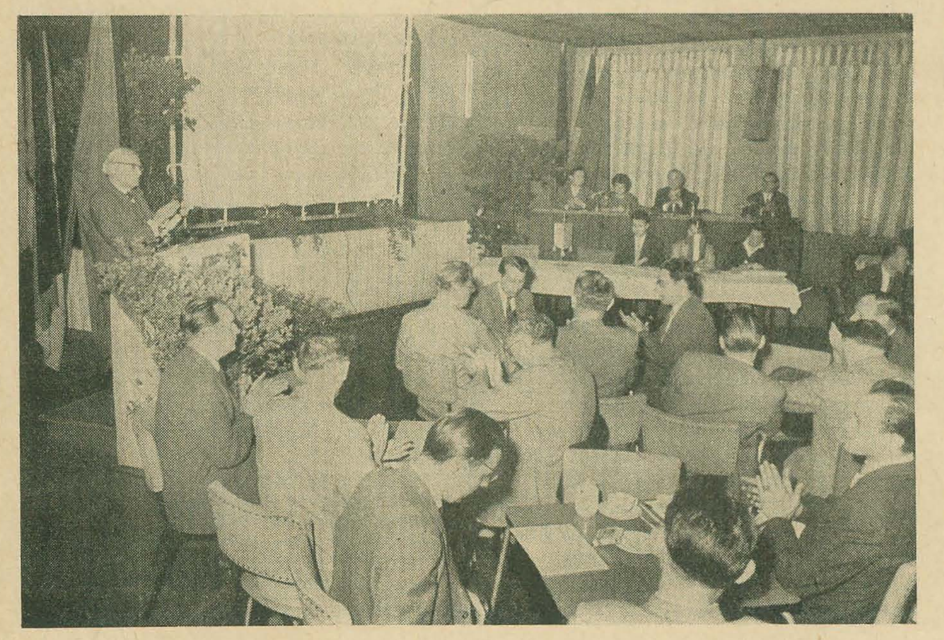
Dipl.-Ing. Biebach, VEB WBN Teltow

Industrielle Herstellung und technische Eigenschaften von Metallschichtwiderständen

Die Bedeutung des Aufdampfverfahrens für die Produktion von Metallschichtwiderständen beruht darauf, daß es die Herstellung verschieden dicker Schichten in gut kontrollierbarer Weise und weitgehend variierbaren Bedingungen gestattet. Die Problematik des Verfahrens beruht auf der Vielzahl der Faktoren, die bei der Bedampfung eine Rolle spielen: Höhe des Vakuums, Verdampfungssubstanz, Material und Anordnung des Verdampfers, Art und Stärke der Heizung des Verdampfers. Eine andere Gruppe von Faktoren, die das Ergebnis beeinflussen, ergibt sich aus dem statistischen Charakter, der während des gesamten Bedampfungsprozesses verlaufenden Vorgänge, wie z. B. unterschiedliche Dampfstrahldichte, wahre Oberfläche und Oberflächenstruktur des Trägerkörpers, Kondensationskeimbildung und Verteilung.

Aus der Aufzählung, die keineswegs vollständig ist, ergibt sich, daß die bei der Entwicklung gewonnenen Erkenntnisse unter Umständen für eine Überleitung in die Produktion wertlos sein können, wenn nicht bereits für die Entwicklung des Verfahrens Anlagen zur Verfügung stehen, die den spä-

Eröffnung der Fachtagung und Begrüßung der Teilnehmer durch Herrn Prof. Dr. Heinze



teren Produktionsanlagen annähernd entsprechen.
Der Entwicklungsabteilung des VEB WBN Teltow ist es gelungen, ein Verfahren zu entwickeln, das den Bedampfungsprozeß entscheidend verbilligt. Das Grundprinzip des Verfahrens liegt in der Abkehr von dem Schema sich nicht berührender Einzelkörper und der bewußten Ausnutzung der sowohl räumlich als auch zeitlich statistisch verlaufenden Vorgänge des Bedampfungsprozesses.

Dipl.-Phys. Oettel, VEB Keramische Werke Hermsdorf

Halbleitermeßwiderstände für tiefe Temperaturen

Das Lieferprogramm des VEB KWH an polykristallinen Halbleitern umfaßt die beiden Gruppen der spannungs- und temperaturabhängigen Widerstände. Die Anwendungsmöglichkeiten dieser Bauelemente werden durch laufende Einführung neuer Typen ständig erweitert. So wurden in letzter Zeit niederohmige Varistoren entwickelt und bei den Thermistoren insbesondere die Energiekonstante verbessert sowie der Anwendungsbereich bezüglich der Temperatur ausgedehnt, so daß jetzt die obere Betriebstemperatur einiger Thermistortypen bei 500 °C liegt. Weiterhin sind Halbleiter mit einem positiven TK von + 0,3%/grd greifbar.
Es ist naheliegend, das Thermistorverhalten auch bei tiefen Temperaturen zu untersuchen. Die untere Temperaturgrenze hat meist ihre Ursache nicht darin, daß der Thermistor zerstört wird, sondern sie besteht darin, daß auf Grund seines großen negativen Temperaturkoeffizienten der Widerstandswert unbrauchbar hoch wird. Deshalb müssen für tiefe Temperaturen andere Werkstoffe zum Einsatz gebracht werden als üblich.
Halbleiterwiderstände zur Messung tiefer Temperaturen bieten gegenüber den anderen Meßmethoden einige Vorteile. Verglichen mit Metallen liegt der spezifische Widerstand der Thermistoren um Zehnerpotenzen höher. Außerdem können die nach keramischen Technologien hergestellten Elemente klein gehalten werden. Gemessene Widerstandstemperatur-Charakteristiken zwischen 14 und 20 °K ergaben $R_{14} : R_{20} \approx 1{,}5$.

Ing. Decker, VEB Keramische Werke Hermsdorf

Keramikkondensatoren unter verschärften klimatischen Bedingungen

Die Betriebskenndaten keramischer Bauteile werden weit mehr von dem elektrophysikalischen Verhalten ihrer Werkstoffeigenschaften als von der konstruktiven Gestaltung beeinflußt.
Im allgemeinen wird den Keramikbauteilen in bezug auf verschärfte Betriebsbedingungen keine so große Aufmerksamkeit gewidmet. Obwohl Bauteile aus anorganischen Materialien den Faktoren der Umwelteinflüsse weniger unterliegen als andere Konstruktionen, wird doch das jeweils betriebstypische Verhalten in den speziellen Bauformen berücksichtigt. Die Anwendungsprinzipien keramischer Sinterwerkstoffe in passiven Bauelementen als Isolierbauteile und elektrische Kondensatoren wurden diskutiert.
1. Über die physikalischen Einflußgrößen auf das dielektrische Verhalten der Keramik
2. Über den Stand der besonderen Maßnahmen zum Schutz gegen verschärfte atmosphärische Betriebsbedingungen
3. Keramische Kondensatoren und Werkstoffe bei höheren Betriebsfeuchten, Dauerbetriebsverhalten, die handelsüblichen Typen
4. Perspektive Forderungen an die Bauelemente.

Dipl.-Phys. Küchler, VEB Kondensatorenwerk Gera

Fortschritte auf dem Gebiet der Elektrolytkondensatoren

Im Laufe der letzten vier Jahre wurden von Seiten der Abnehmer von Elektrolytkondensatoren verschiedenartige Forderungen an die Bauelemente gestellt.

Erweiterung des Temperaturbereiches

Für Al-Elektrolytkondensatoren kommen nach IEC folgende oberen und unteren Grenztemperaturen in Frage:

+ 70 °C, + 55 °C

— 65 °C, — 55 °C, — 40 °C, — 25 °C — 10 °C

Die obere Grenztemperatur beim Al-Elko ist abhängig von der Art des Elektrolyten. Es wird im allgemeinen eine Temperatur von + 70 °C als obere Grenze angesehen. Eine wesentliche Erweiterung des Betriebstemperaturbereiches nach oben ist nach dem jetzigen Stand nicht zu erwarten.
Dagegen ist es möglich, die untere Temperaturgrenze unter bestimmten Bedingungen bis auf —65 °C zu verschieben.
Das Fertigungsprogramm umfaßt folgende Arten:
NV-TT-Elkos für 6 ··· 70-V-Nennspannung in freitragender Ausführung mit Epoxydharzabschluß. Prüfklasse 565 für 6-V-Kondensatoren und 465 für 15 ··· 70-V-Kondensatoren.
HV-TT-Elkos für 150 ··· 350-V-Nennspannung. Diese Kondensatoren sind zusätzlich in einem Eisengehäuse dicht verlötet und haben die Prüfklasse 364 entsprechend dem Temperaturbereich —65 ··· +70 °C.

Verbesserung der Frequenzabhängigkeit

Es wurden zunächst vier Typen der Tonfrequenzelkos in die Produktion übergeben. Es handelt sich um gepolte Glattelkos mit einem dünnflüssigen Elektrolyten. Diese sind für 15/18-V-Gleichspannung ausgelegt, jedoch auch an reiner Tonfrequenzspannung funktionsfähig.
Die Typen 5, 10 und 20 μF können mit einer Wechselspannung von 100 Hz und 10 V dauernd betrieben werden. Der 50-μF-Typ nur mit 7 V.

Verkleinerung der Bauelemente

Es ist möglich geworden, bei NV-Kondensatoren die Dicke des Papiers wesentlich zu verringern. Die Untersuchungen mit NZ-Papier haben positive Ergebnisse gezeigt.
Die elektrischen Eigenschaften wie Kapazität, tan δ und Reststrom, haben sich durch den Einsatz von maschinenglattem NZ-Papier nicht verschlechtert.
Die erzielte Erhöhung der Kapazität pro Volumeneinheit mit dem NZ-Papier liegt zwischen 50 und 100%.
Dadurch wird es möglich, bei Klein- und Kleinstelkos die Abmessungen zu verringern.

Dipl.-Phys. Geigerhilk, VEB Kondensatorenwerk Gera

Das Verhalten von Kondensatoren unter extremen Bedingungen

Im VEB Kondensatorenwerk Gera wurde in den letzten Jahren eine Reihe von Untersuchungen an Kondensatoren durchgeführt. So wurden die charakteristischen Kenngrößen in Abhängigkeit von Zeit, Temperatur und Spannung ermittelt; die Transport- und Lagerbedingungen festgelegt und Kondensatoren unter den verschiedensten Bedingungen geprüft. Unter anderem wurden Untersuchungen durchgeführt über die Luftfahrttauglichkeit von Kondensatoren.
Die Prüfungen beschränkten sich auf die untere Grenztemperatur von —55 °C, auf die obere Grenztemperatur von +70 °C (in einigen Fällen auf +85 °C oder +100 °C), auf eine Unterdruckbeanspruchung von 64 Torr, auf 100%ige Feuchtigkeitsbeanspruchung sowie auf Kombinationen dieser Prüfungen.

Geprüft wurden:
Papierkondensatoren in prismatischen Stahlgehäusen
MP-Kondensatoren in gleichen Gehäusen
Papierkondensatoren in Keramikrohr (Sikatrop)
Duroplastkondensatoren
Tieftemperatur-Elektrolytkondensatoren
Kleinelektrolytkondensatoren
Styroflex-Nacktwickel-Kondensatoren
Styroflexkondensatoren in dichter Ausführung und
Breitbandentstörkondensatoren.

Im Vortrag wurden die Prüfergebnisse, die an verschiedenen Kondensatoren erzielt wurden, dargelegt und diskutiert.

Ing. Nendel, VEB Keramische Werke Hermsdorf

Konstruktionsprinzipien von HF-Entstörbauelementen

In den vergangenen Jahren ist das Gebiet der Meter- und Dezimeterwellen immer stärker in den Dienst von Hörrundfunk, Fernsehen sowie kommerziellen Funkdiensten gestellt worden. Damit vergrößerte sich auch die Zahl der Störquellen, deren Einfluß sich auf die Übertragungsgüte im Frequenzgebiet oberhalb 100 MHz nachteilig auswirkt.
Von den im Handel befindlichen Bauelementen genügten nur noch wenige den verschärften Entstörbestimmungen der Deutschen Post. Bauelemente für eine wirksame Funkentstörung oberhalb 100 MHz fehlten vollständig.
Das geeignete Element zum Kurzschließen von unbeabsichtigten Hochfrequenzspannungen ist der Kondensator. Als Durchführungskondensator ausgebildet, läßt sich bei geeigneter Dimensionierung an den Durchführungsstellen der mit Hochfrequenzströ-

(Fortsetzung auf Seite 515)

Frequenzmodulierte Hörrundfunksender („UKW")

KLAUS K. STRENG

Die „Überfüllung" des Mittelwellenbereiches mit Rundfunksendern[1]) — von denen viele Leistungen über 100 kW abstrahlen — führte dazu, daß man in großen Teilen Europas Rundfunksender im Meterwellenbereich errichtete und in Betrieb nahm. Es wurde bereits in einem anderen Beitrag [1] erwähnt, daß auf Grund der Ausbreitungsverhältnisse der Meterwellen ein Sendekanal mehrfach belegt werden kann, wenn die betreffenden Sender in ausreichendem Abstand (Schutzabstand) voneinander aufgestellt sind. Die Rundfunksender können im Meterwellenbereich eine größere Bandbreite beanspruchen, als dies im Mittelwellenbereich möglich wäre. Auf Grund von Erfahrungen aus den USA in den vierziger Jahren, unterstützt durch Untersuchungen in Europa [2], verwendet man heute überall ein Breitband-Frequenzmodulationsverfahren mit maximal 75 kHz Hub und mit einer Anhebung der hohen Modulationsfrequenzen mit einer Zeitkonstante von 50 µs (siehe Bild 1). Diese Anhebung (oder Preemphasis oder Akzentuierung genannt) hebt auf der Empfängerseite das bei hohen Modulationsfrequenzen verschlechterte Signal/Rauschverhältnis an.

In der Deutschen Demokratischen Republik sind z. Z. 26 UKW-Rundfunksender in Betrieb (s. Tabelle); an dem Ausbau des Sendernetzes wird weiter gearbeitet. Die Endstufenleistungen der Sender betragen in der endgültigen Ausbaustufe 10 kW, die abgestrahlte Leistung ist je nach Antenne verschieden. Während die ersten UKW-Sender noch teilweise vom VEB Werk für Fernmeldewesen hergestellt wurden, ist heute die gesamte Senderfertigung im VEB Funkwerk Köpenick konzentriert.

Grundsätzlicher Aufbau von UKW-FM-Sendern

Im Gegensatz zu den amplitudenmodulierten Rundfunksendern im Kurz-, Mittel- und Langwellenbereich wird beim Meterwellen-Hörrundfunksender nicht die Amplitude der Trägerschwingung, sondern die Frequenz moduliert. Die Amplitude schwankt also nicht bei Modulation, etwaige Nichtlinearitäten der Röhrenkennlinien im Sendeverstärker haben keinen Einfluß auf die Güte der Modulation. Dies bedeutet, daß die Stufen des Senderverstärkers im C-Betrieb mit Oberstrichleistung betrieben werden können, was ihnen einen guten Wirkungsgrad trotz der sich auswirkenden Elektronenlaufzeit in der Röhre sichert.

Im Gegensatz zum amplitudenmodulierten Rundfunksender wird beim frequenzmodulierten Sender die Modulation bereits dem Oszillator zugeführt. Zur Modulation ist deshalb nur ein kleiner Spannungsverstärker erforderlich — im Gegensatz zu den großen Leistungsverstärkern (über 100 kW) der anodenmodulierten Rundfunksender bei AM.

[1]) 1958 arbeiteten in den 120 Sendekanälen im Mittelwellenbereich 850 Sender.

Tabelle
VHF-Hörrundfunksender („UKW-Sender") in der DDR

(Stand vom 1. 5. 1962, nach „funk und fernsehen")

Senderbezeichnung	Frequenz in MHz
Berlin-Grünau I	97,65
Berlin-Grünau II	98,6
Brocken I	91,55
Brocken II	97,4
Burg	98,15
Dequede	96,95
Dresden	89,8
Görlitz	95,4
Helpterberg	99,1
Inselsberg I	92,55
Inselsberg II	97,15
Karl-Marx-Stadt I	92,9
Karl-Marx-Stadt II	97,05
Leipzig I	96,55
Leipzig II	90,4
Leipzig III	93,9
Leipzig IV	88,45
Marlow I	91,05
Marlow II	99,85
Rheinsberg	95,25
Schwerin I	92,75
Schwerin II	94,6
Schwerin III	97,3
Schwerin IV	89,2
Sonneberg I	98,3
Sonneberg II	99,5

Ein Nachteil der Frequenzmodulation gegenüber der Amplitudenmodulation ist, daß die Trägerfrequenz nicht direkt mit einem Quarzkristall stabilisiert werden kann. Um das Problem der Quarzstabilisierung zu lösen (gemäß der Funkverwaltungskonferenz von Atlantic City 1947 ist beim UKW-FM-Sender eine Frequenzkonstanz von $\leq 3 \cdot 10^{-5}$ erforderlich), wurden bereits frühzeitig Untersuchungen angestellt. Das heute in unserem UKW-Hörrundfunk angewandte Prinzip ist seit langem bekannt [3]. Es wird im folgenden Abschnitt näher beschrieben.

Eine andere Möglichkeit besteht in der Anwendung eines Phasenmodulationsverfahrens. Zwischen beiden Modulationsarten — der Frequenzmodulation und der Phasenmodulation — besteht der Zusammenhang

$$\Delta f = f_m \cdot \Delta\varphi \qquad (1)$$

Hierin ist Δf der Frequenzhub, f_m die Modulationsfrequenz und $\Delta\varphi$ der Phasenhub. Aus Gleichung (1) ist ersichtlich, daß bei konstantem Phasenhub, wie er beim Phasenmodulator für alle Modulationsfrequenzen vorhanden ist, der Frequenzhub mit der Modulationsfrequenz zunimmt. Bei der Frequenzmodulation ist dies nicht der Fall. Es läßt sich zeigen, daß die PM in eine völlig gleichwertige FM verwandelt werden kann, indem man die Modulation über einen RC-Tiefpaß leitet.

Phasenmodulierte UKW-Sender wurden in den USA gebaut. Ihr hauptsächlicher Nachteil ist der große erforderliche Aufwand: Von einer relativ niedrigen Grundfrequenz ausgehend muß die Oszillatorfrequenz oft vervielfacht werden, um den erforderlichen Hub der Trägerfrequenz zu erhalten. (Der erzielbare Hub ist bei den meisten PM-Schaltungen sehr gering.) Auch das Serrasoid-Verfahren [4] verlangt noch einen großen Röhrenaufwand und vermag sich deshalb in unserer Industrie nicht durchzusetzen.

Ein unstreitbarer Vorteil der PM ist, daß bei ihr die Trägerfrequenz unmittelbar mit einem Quarz konstant gehalten werden kann, genauso wie das beim amplitudenmodulierten Sender der Fall ist. Durch die Anwendung des heute allgemein üblichen Vergleichsverfahrens ist dieser Vorteil jedoch nicht mehr sehr bedeutend.

Die Frequenzmodulation des Oszillators

Auf die theoretischen Grundlagen der Frequenzmodulation soll hier nicht nochmals eingegangen werden, sie wurden bereits gründlich in dieser Zeitschrift behandelt [5]. Das Problem ist, die Frequenz linear mit der Amplitude einer Modulationsfrequenz zu ändern. Hierzu gibt es prinzipiell verschiedene Möglichkeiten, die auch beim gewobbelten Meßsender auftauchen (Reaktanzröhre, Reaktanzdiode, Beeinflussung der Permeabilität einer eisengefüllten Spule). Von all diesen Möglichkeiten konnte sich bei der Breitband-FM bis heute nur die Reaktanzröhre durchsetzen [6]:

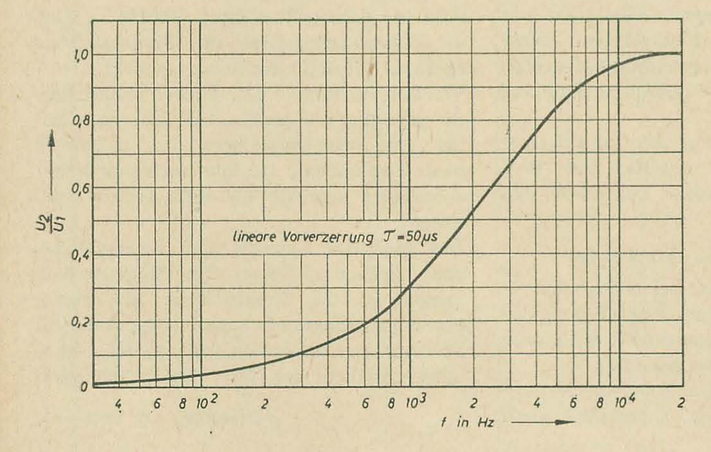


Bild 1: Spannungsverlauf mit der Frequenz bei der Preemphasis von UKW-Tonrundfunksendern

Zwischen Anode, Gitter und Katode einer Elektronenröhre wird ein Netzwerk aus reellen und imaginären Gliedern geschaltet. Der Imaginäranteil des Scheinwiderstandes zwischen Anode und Katode ist dann abhängig von der Steilheit der Röhre. Erwünscht ist ein möglichst linearer Verlauf der Steilheitsänderung mit der Gitterspannung, da dem Gitter der Reaktanzröhre die Modulationsspannung zugeführt wird. Die

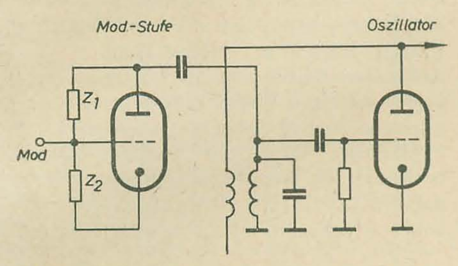


Bild 2: Prinzipschaltung des frequenzmodulierten Oszillators mit Reaktanzröhre

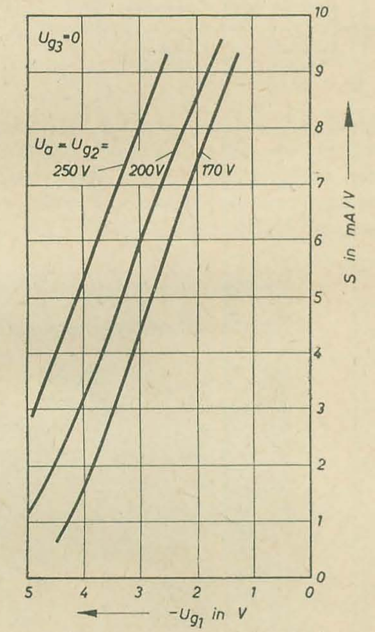


Bild 3: Steilheit in Abhängigkeit von der Steuergittervorspannung bei der Röhre EF 80

Strecke Anode-Katode wird dem frequenzbestimmenden Schwingkreis eines LC-Oszillators parallel geschaltet. Auf diese Art erreicht man eine Änderung der Oszillatorfrequenz mit der Gitterspannung der Reaktanzröhre. Bild 2 zeigt die Prinzipschaltung eines mit einer Reaktanzröhre modulierten Oszillators, Bild 3 gibt den Zusammenhang zwischen Steilheit und Steuergitterspannung bei der oft verwendeten Röhre EF 80 wieder.

Da sich Heiz- und Anodenspannungsschwankungen, Erwärmungen usw. ebenfalls auf die Steilheit der Reaktanzröhre auswirken, suchte man nach Möglichkeiten, diesen Einfluß (der sich nachteilig auf die Konstanz der Trägerschwingung auswirkt) zu vermindern bzw. auszuschalten. Schaltet man zwei Reaktanzröhren so zusammen, daß die eine als kapazitiver und die andere als induktiver Blindwiderstand wirkt, so kompensieren sich bei geeigneter Dimensionierung die auf die Frequenzkonstanz wirkenden Einflüsse weitgehend [7]. Bild 4 zeigt eine derartige Schaltung. Als Reaktanzröhren werden die veralteten Röhrentypen EH 2 („rote Serie") verwendet. Die „Reaktanzschaltung" liegt zwischen Anode, Gitter 1 und Katode (Masse) der Röhren, die Modulation wird den Gittern 3 im Gegentakt zugeführt. Bis auf die Vertauschung der Bauelemente im Netzwerk Anode-Gitter 1-Katode ist die Schaltung symmetrisch aufgebaut. Das Prinzip dieser Schaltung (Gegentakt-Blindröhrenmodulator) wird auch in den UKW-Rundfunksendern der DDR verwendet.

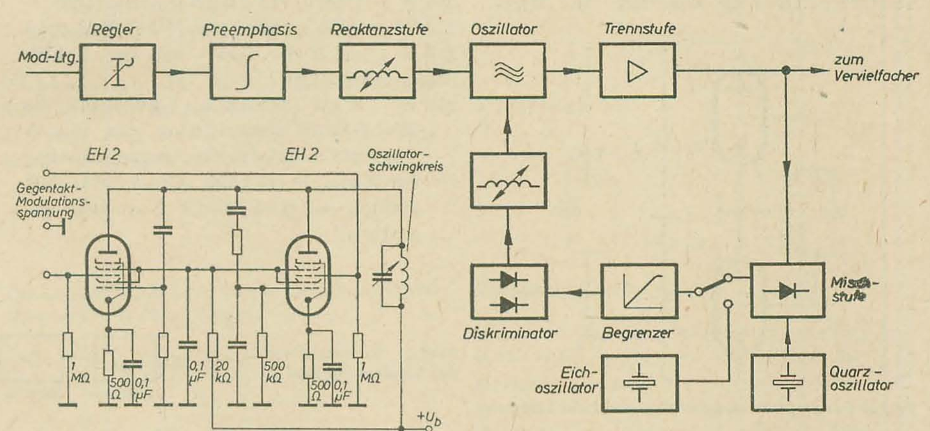


Bild 4: Gegentakt-Blindröhrenmodulator nach [7]

Bild 5: Blockschaltbild des frequenzmodulierten Oszillators mit Nachlaufeinrichtung (VEB Funkwerk Köpenick)

Konstanthaltung der frequenzmodulierten Oszillatorfrequenz

Das bereits erwähnte Prinzip der Konstanthaltung einer frequenzmodulierten Frequenz besteht darin, diese Frequenz mit einer anderen sehr genauen Frequenz zu vergleichen und aus einer eventuellen Differenz beider Frequenzen eine Gleichspannung abzuleiten, die über die Reaktanzröhren die Frequenzabweichung korrigiert.

Bild 5 zeigt die Prinzipschaltung der in den DDR-Sendern angewandten Lösung. Die Oszillatorfrequenz wird mit einer konstanten Quarzfrequenz gemischt, die Differenzfrequenz beider wird einem Diskriminator zugeführt. Ein Eichgenerator erlaubt das Nacheichen des Diskriminators auf die korrekte Mittenfrequenz.

Es leuchtet ein, daß der Diskriminator nur die mittlere Trägerfrequenz konstanthalten soll, er muß deshalb eine gewisse Zeitkonstante besitzen. Wäre das nicht der Fall, so würde das Zusammenwirken Diskriminator-Reaktanzröhre allen Änderungen der Trägerfrequenz entgegenwirken, also auch den durch die Modulation verursachten (nach diesem Prinzip arbeitet auch die sogenannte Frequenzgegenkopplung in Sendern und Empfängern). Bild 5 zeigt einen geschlossenen Regelkreis, die Charakteristik des Reglers weist ein proportionales Verhalten auf. Dadurch bedingt kann die Vergleichsschaltung niemals den Oszillator genau auf die Sollfrequenz zurückführen, es bleibt vielmehr stets eine endliche (wenn auch sehr kleine) Frequenzabweichung erhalten. Mit den Schaltungen gemäß Bild 5 wird in den UKW-Rundfunksendern der DDR eine sehr große Frequenzkonstanz erreicht ($\leqq 5 \cdot 10^{-6}$).

Frequenzvervielfachung

Obwohl es im Prinzip möglich wäre, den Oszillator auf der endgültigen Frequenz des Senders arbeiten zu lassen, wird von dieser Möglichkeit in keinem frequenzmodulierten UKW-Sender Gebrauch gemacht. Man geht vielmehr von einer niedrigeren Frequenz aus, die man bis zum Zustandekommen der Trägerfrequenz vervielfacht. Auf diese Art kann man den Oszillator in einem Frequenzbereich betreiben, der einen stabileren Aufbau ermöglicht. Der relative Frequenzhub bleibt dabei erhalten, da sich die Frequenzvervielfachung nicht nur auf die Mittenfrequenz, sondern auch auf den Frequenzhub auswirkt.

Bei der Verwendung von drei Verdopplerstufen ergibt sich folgendes Bild:

Frequenzvervielfachungsfaktor . . . $2^3 = 8$

Oszillatorfrequenz für den Trägerfrequenzbereich 87,5 ··· 100 MHz

$$= \frac{87{,}5 \cdots 100}{8} \cdots 10{,}94 \cdots 12{,}5 \text{ MHz}$$

Frequenzhub des Oszillators

$$\cdots \pm \frac{75}{8} = \pm\, 9{,}35 \text{ kHz}$$

Die Verdopplerstufen erfordern nur eine sehr kleine Ausgangsleistung, da im Vervielfacherteil des Senders noch keine Leistung erzeugt wird. Um einen guten Wirkungsgrad der einzelnen Stufen zu gewährleisten, wurde jede einzelne nur für Verdopplung ausgelegt. Prinzipiell wäre es auch möglich, eine Stufe als Frequenzvervielfacher zu betreiben, jedoch sinkt die erzielbare Ausgangsspannung bzw. -leistung (und damit der Wirkungsgrad) jeder Frequenzvervielfacherstufe mit dem Vervielfachungsgrad ab. Das grundlegende Verhalten der im C-Betrieb wirkenden Vervielfacherstufen wurde von Rothe und Kleen [8] behandelt, weitere Hinweise für die praktische Dimensionierung von Verdoppler- und Verdreifacherstufen sind auch in der Funkamateurliteratur zu finden [9]. Eine der Schaltungen soll hier zumindest erwähnt werden, weil sie nicht nur mit relativ gutem Wirkungsgrad arbeitet, sondern auch eine interessante Lösung darstellt.

Steuert man zwei gleiche Röhren gitterseitig im Gegentakt an, schaltet jedoch ihre Anoden im Gleichtakt (parallel), so heben sich die ungleichzahligen Harmonischen im Strom durch den gemeinsamen Belastungswiderstand auf (Schaltung siehe Bild 6). Man stellt mit dem Oszillografen eine mehr oder weniger verzerrte Kurve fest, in der die 1. Oberwelle

(2. Harmonische) besonders stark vertreten ist. Genauer betrachtet enthält der Strom alle Produkte der geradzahligen Ableitungen der Steilheit [10]. Deshalb sind Trioden mit ihren vorwiegend quadratischen Verzerrungen besonders geeignet für diese Schaltung.

Die Leistungsstufen des Senders

Es wurde bereits erwähnt, daß es bei frequenzmodulierten Sendern möglich ist, die Verstärkerstufen im C-Betrieb zu fahren.

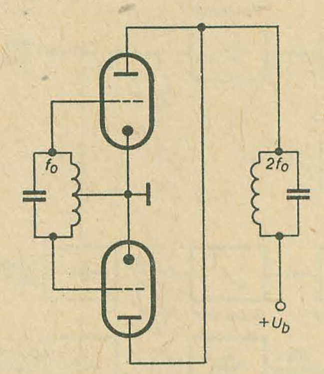


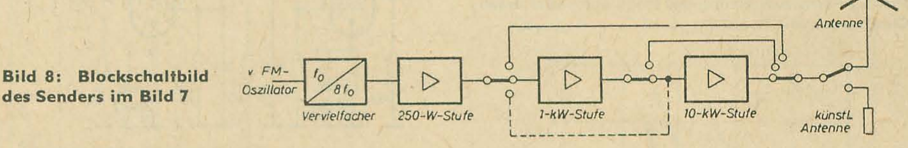
Bild 6: Frequenzverdopplerstufe mit zwei Trioden

Man kann bei Meterwellen mit etwa zehnfacher Leistungsverstärkung in den letzten Stufen rechnen. Aus Gründen der Vereinheitlichung wurde die Folge der Leistungsstufen im UKW-Hörrundfunksender wie folgt festgelegt: 250 W — 1 kW — 10 kW (Bilder 7 und 8) [11]. Dadurch ergeben sich bei Ausfall einer bzw. zweier Stufen folgende Betriebsmöglichkeiten:

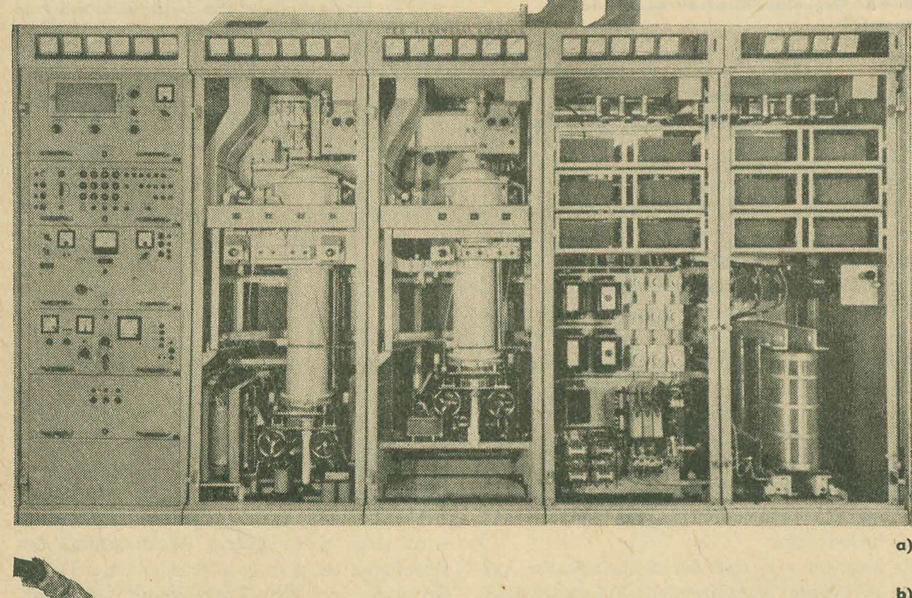
250 W — 1 kW — 10 kW (Normalzustand)
250 W — 1 kW (Ausfall der 10-kW-Endstufe)
250 W (Ausfall der 1-kW- und der 10-kW-Stufe gleichzeitig)
250 W — 4 kW (Ausfall der 1-kW-Stufe, die 250-W-Stufe steuert dann die 10-kW-Endstufe direkt an, die Ausgangsleistung der Endstufe ist dann selbstverständlich geringer — etwa 1/4 der Nennausgangsleistung)

Um diese Betriebszustände zu ermöglichen, müssen die Ausgänge (und im Fall der vierten Möglichkeit: auch die Eingänge) der einzelnen Stufen umgeschaltet werden. Diese Umschaltung erstreckt sich in erster Linie auf die Energieleitung zur Antenne, jedoch müssen auch einige Meß- und Überwachungseinrichtungen mit umgeschaltet werden, wie z. B. das Reflektometer in der Energieleitung.
Es ist deshalb erforderlich, alle Stufen für einen einheitlichen 60-Ω-Belastungswiderstand auszulegen, damit die Anschaltung der Energieleitung direkt erfolgen kann.
Auf weitere Einzelheiten der Dimensionierung in den einzelnen Stufen kann hier nicht eingegangen werden. Alle Stufen arbeiten mit Topfkreisen, die auf die jeweilige Trägerfrequenz des Senders abgestimmt werden müssen (Bild 9). Die Kühlung erfolgt — wie bereits [1] erwähnt — mit forcierter Luft.

Bild 8: Blockschaltbild des Senders im Bild 7



Obwohl in der angewandten Gitterbasisschaltung der Elektronenröhren das Steuergitter als geerdete Abschirmung zwischen Eingangs- und Ausgangskreis ist, müssen die einzelnen Stufen neutralisiert werden, um



a)

b)

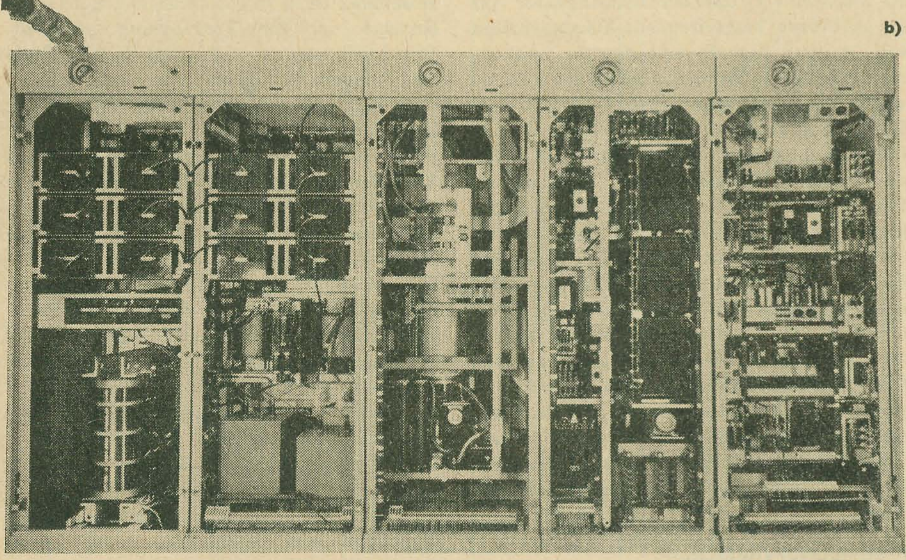


Bild 7: 10-kW-UKW-Sender des VEB Funkwerk Köpenick: a) Ansicht von vorn, Türen der vier rechten Schränke entfernt; b) Rückansicht, Türen entfernt. Die Reihenfolge der Schränke im Bild a) ist von rechts nach links: Steuersender und 250-W-Stufe; 1-kW-Stufe, 10-kW-Stufe; Stromversorgung (2 Schränke) (Foto: VEB Funkwerk Köpenick)

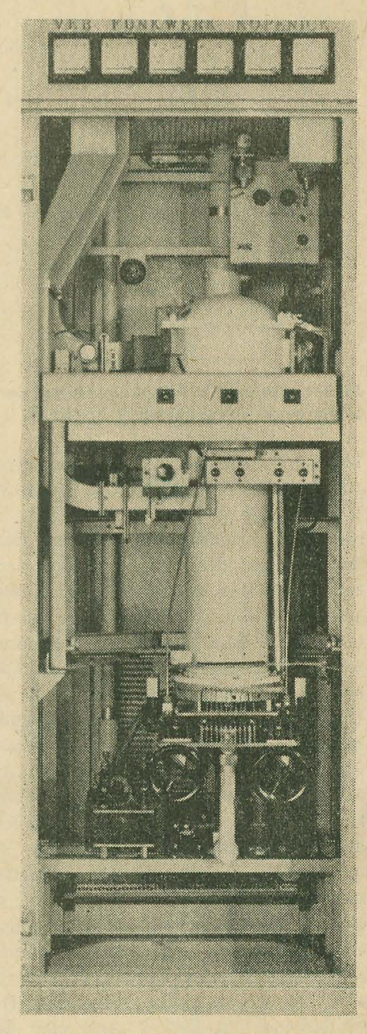
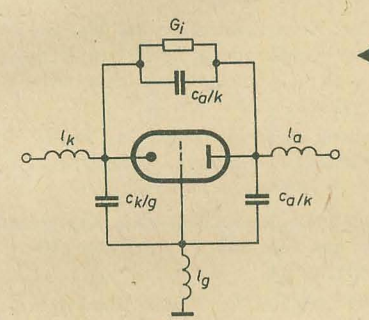


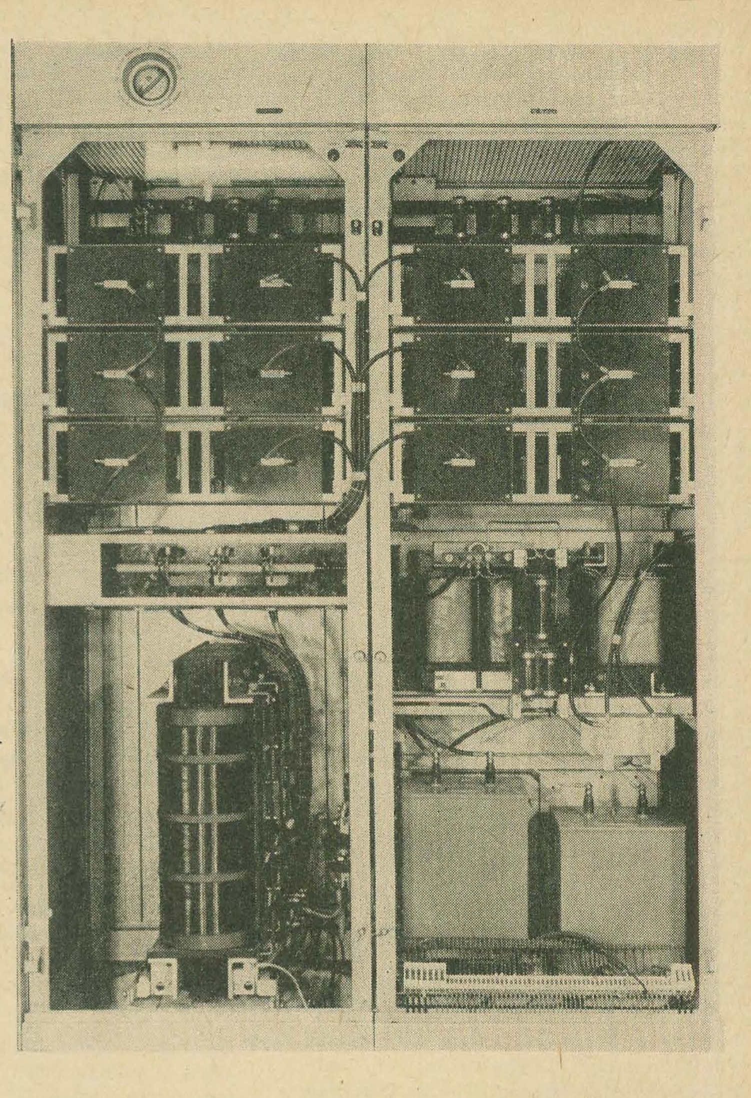
Bild 9: Ansicht der 10-kW-Endstufe. Der Topfkreis ist deutlich zu erkennen (Foto: VEB Funkwerk Köpenick)

ihre Selbsterregung zu verhindern. Hierzu gibt es prinzipiell folgende Möglichkeit:
Das Ersatzschaltbild der Gitterbasisstufe (Bild 10) zeigt, daß es drei verschiedene Faktoren für die Kopplung zwischen Eingangs- und Ausgangskreis gibt [12]:
der innere Widerstand bzw. Innenleitwert der Röhre G_i,
die Katoden-Anodenkapazität $c_{a/k}$,
die Gitterinduktivität l_g.
Man kann die verschiedenen Einflüsse zusammenfassen zu einem sogenannten Rückwirkungsleitwert, dessen Größe frequenzabhängig ist. Bei bestimmten Frequenzen ist der Real- bzw. Imaginärteil dieses Rückwirkungsleitwertes Null, man spricht dann von den „Selbstneutralisationsfrequenzen" der Röhre. Für kleine Aussteuerungen ergeben



◀ **Bild 10: Ersatzschaltbild der Gitterbasisstufe mit Blindwiderständen**

Bild 11: Stromversorgung des 10-kW-UKW-Senders (Foto: VEB Funkwerk Köpenick) ▶

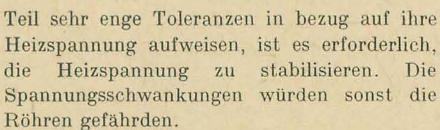


sich die Selbstneutralisationsfrequenzen aus den Werten der Röhrenkapazitäten, der Gitterinduktivität und dem Verstärkungsfaktor der Elektronenröhre:

$$f_{n,1} = \frac{1}{2\pi\sqrt{l_g\left(c_{k/g} + c_g + c_{a/g} + c_{a/g}\cdot\mu\right)}} \qquad (2)$$

und

$$f_{n,2} = \frac{1}{2\pi\sqrt{l_g\left(c_{k/g} + c_g + c_{a/g} + c_{a/g}\cdot c_{k/g}/c_{a/k}\right)}} \qquad (3)$$



Durch Vergrößern von l_g besteht somit eine einfache Möglichkeit, die Neutralisationsfrequenz der Röhre zu verschieben. Die äußerst kleinen Induktivitätswerte von l_g lassen sich bereits durch kurze Anschlußleitungen realisieren — „Spulen" in der herkömmlichen Vorstellung sind nicht erforderlich (zu große Induktivität). Gelegentlich findet man kompliziertere Neutralisationsmaßnahmen, die mit Leitungskreisen arbeiten. Die Neutralisierung der Gitterbasisstufe ist breitbandig, muß also bei Frequenzwechsel des Sendeverstärkers nicht unbedingt nachgestellt werden.

Stromversorgung und Zusatzeinrichtungen

Jede Anlage mit Elektronenröhren benötigt zum Betrieb Heiz- und Anodenspannung (Bild 11). Die für Hochleistungsröhren erforderliche Heizleistung ist — verglichen mit denen der Empfängerröhren — selbstverständlich erheblich groß. Hochleistungssenderöhren sind direkt geheizt, wegen der großen Wärmeträgheit des Heizfadens kann man Wechselstrom für die Röhrenheizung verwenden. (Da die Katode, d. h. der Heizfaden in Gitterbasisstufen, auf HF-Potential liegt, ist es erforderlich, die Heizung über Glieder zuzuführen, die einen hohen HF-Widerstand aufweisen: Drosseln, „metallischer Isolator" usw.) Da die Senderöhren zum Teil sehr enge Toleranzen in bezug auf ihre Heizspannung aufweisen, ist es erforderlich, die Heizspannung zu stabilisieren. Die Spannungsschwankungen würden sonst die Röhren gefährden.
Die Heizspannungsstabilisierung kann auf verschiedene Arten geschehen. Bewährt hat sich folgendes Verfahren:
Bei Abweichung der Netzspannung vom Sollwert schalten Relais einen Stellmotor ein, der einen Regeltrafo betätigt. Bei Übereinstimmen von Soll- und Istwert der Netzspannung schaltet der Stellmotor ab (Relais fällt ab). Wenn auch eine Regelung nach dem beschriebenen Prinzip nicht trägheitslos arbeitet wie die aus der Empfängertechnik bekannten magnetischen Spannungsgleichhalter, so sind sie doch sehr zuverlässig und haben sich im Sendebetrieb bewährt.
Die Anodenspannungsversorgung bietet keine Besonderheiten. Die erforderliche Gleichspannung (i. a. 5 ··· 10 kV für die Endstufe, 3 ··· 6 kV für die Vorstufe) wird fast immer in Halbleiterbauelementen gleichgerichtet. Die Anodenspannung läßt sich meist in einigen Grobstufen schalten.
Wichtig für die Sicherheit des Bedienungspersonals ist, daß keine Unfälle durch Berühren mit spannungsführenden Teilen passieren können. Da UKW-Hörrundfunksender (genau wie Fernsehrundfunksender) in Schrankbauweise ausgeführt sind, kann bei geschlossenen Schranktüren (wie im Betrieb allgemein üblich) kein Unfall durch Berühren der Hochspannung entstehen. Spezielle Blockierungsschleifen schalten den Sender ab, wenn eine Tür geöffnet wird. Erst nach dem Außerbetriebsetzen der Blockierungseinrichtungen ist der Betrieb wieder möglich.
Modulationsübergabe-, Meß- und Überwachungseinrichtungen an UKW-FM-Sendern entsprechen weitgehend den entsprechenden Anlagen in amplitudenmodulierten Hörrundfunksendern. Als interessante Besonderheit soll hier das Reflektometer mit Abschaltgerät erwähnt werden:
Die Antennenanpassung von Meterwellensendern kann sich bei Eisbelag verändern. (Aus diesem Grunde geht man dazu über, die Strahlerelemente zu heizen und/oder sie in eine Plasthaube zu montieren.) Eine Fehlanpassung der Antenne bedeutet, daß nicht die gesamte Senderleistung den Strahlerelementen zugeführt wird, ein Teil der Leistung wird am Antennenfußpunkt reflektiert. Dadurch treten auf der Energieleitung Spannungsmaxima auf (Gefahr des Durchschlagens des Dielektrikums), außerdem wird die Endröhre mehr oder weniger überlastet. Aus diesen Gründen ist eine strenge Überwachung der Antennenanpassung und ein automatisches Abschalten des Senders bei Überschreiten einer gewissen Fehlanpassung erforderlich.
Hierzu dient ein Reflektometer, wie es jedem Kurzwellenamateur bekannt ist [13]. Im Prinzip besteht es aus zwei gegensinnig angeordneten Koppelschleifen in der Energie-

leitung (Bild 12) und den Anzeigegeräten. Die eine Koppelschleife nimmt einen winzigen Bruchteil der zur Antenne laufenden Leistung („hinlaufend“) auf, die andere einen Bruchteil der am Antennenfußpunkt reflektierten Leistung („rücklaufend“). Die beiden Spannungen werden in einfachen Röhrenvoltmetern getrennt angezeigt, ihr Quotient ist ein direktes Maß für die Fehlanpassung. Der Reflexionsfaktor r ergibt sich aus

$$r = \frac{U_{rück}}{U_{hin}} \qquad (4)$$

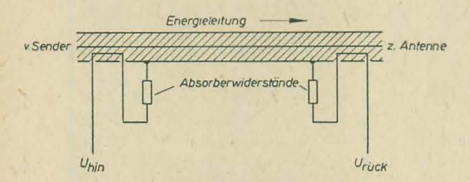


Bild 12: Schaltbild des Antennenreflektometers

Bei vollkommener Anpassung ist $U_{rück}$ — und damit auch die Anzeige des betreffenden Voltmeters — Null. Für gegebene Ausgangsleistung des Senders ist $U_{rück}$ ein direktes Maß für die Fehlanpassung. Mit dem Röhrenvoltmeter für $U_{rück}$ ist deshalb eine elektronische Abschaltvorrichtung mit einstellbarem Schwellwert verbunden (Bild 13). Mit R_1 kann der Schwellwert geregelt werden. Bei Überschreiten eines gewissen Wertes von $U_{rück}$ zieht das Relais im Anodenkreis der zweiten Röhre an und löst die Blockierungseinrichtung aus.

Gleichermaßen erwähnenswert ist das Oberwellenfilter. Es ist prinzipiell an jedem Rundfunksender vorhanden, damit die strengen Forderungen auf Unterdrückung von Oberwellen befriedigt werden. Die im C-Betrieb arbeitende Endstufe enthält in ihrem Anodenstrom zahlreiche Oberwellen, die nur ungenügend vom Anodenkreis ausgesiebt werden. Das Prinzip des Oberwellenfilters mit Leitungskreisen zeigt Bild 14. Die Leitungen a und b weisen für die Grundwelle (Arbeits-

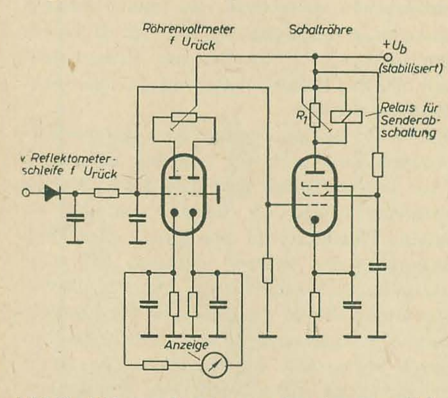


Bild 13: Röhrenvoltmeter zur Anzeige der reflektierten Leistung mit Abschaltvorrichtung

welle des Senders) die Länge $\lambda/4$ auf und besitzen für sie einen unendlich hohen Eingangswiderstand (Ende kurzgeschlossen). Für die geradzahligen Harmonischen bedeuten die Leitungen einen Kurzschluß. Leitung c ist für die zweite Oberwelle (dritte Harmonische) eine halbe Wellenlänge lang und bedeutet für diese einen Kurzschluß (am Ende kurzgeschlossen). Für die Grundfrequenz ist diese Leitung ein Blindwiderstand. Er wird durch eine im gleichen Punkte angeschlossene gleich lange, jedoch kurzgeschlossene Leitung d kompensiert. Der Welligkeitsfaktor bei der Betriebsfrequenz ist besser als 1,05, die erste Oberwelle wird mit mehr als 80 dB (Leistungsverhältnis $1 : 10^8$) und die zweite Oberwelle mit mehr als 50 dB ($1 : 10^5$) unterdrückt.

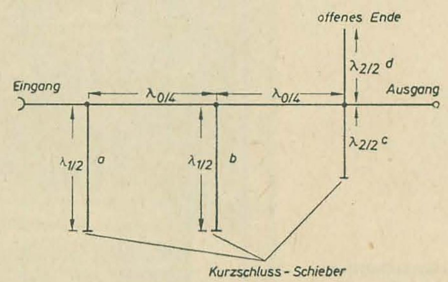


Bild 14: Prinzipschaltbild des Oberwellenfilters (einpolige Darstellung)

Literatur

[1] Streng: Spezielle Probleme von Meterwellensendern; radio und fernsehen 14 (1962) S. 427

[2] Möller: FM-Betriebsverhältnisse im UKW-Rundfunk; Funk-Technik 12 (1949) S. 351 ··· 353, 366 und 367

[3] Kirschstein u. Weber: Über die Konstanthaltung der mittleren Frequenzen von frequenzmodulierten Ultra-Kurzwellen-Sendern; Funk und Ton 10 (1948) S. 499 ··· 515

[4] Fechner: Modulationsverfahren für UKW-Rundfunksender; radio und fernsehen 9 (1958) S. 272 ··· 276

[5] Orlik: Theoretische Grundlagen der Frequenzmodulation; radio und fernsehen 22 (1959) S. 702 ··· 705

[6] Dabruck: Reaktanzröhren — vielseitig anwendbare Regelorgane, radio und fernsehen 20 (1958) S. 597 ··· 598

[7] Braun u. Kolbe: Die Ultrakurzwellentechnik; Fachbuchverlag Leipzig, 1952

[8] Rothe u. Kleen: Elektronenröhren als End- und Senderverstärker, Akademische Verlagsgesellschaft Geest & Portig, Leipzig, 1953

[9] Autorenkollektiv: Amateurfunk (2. Auflage); Verlag Sport und Technik, Neuenhagen bei Berlin, 1958

[10] Mühlbach: Effektiv anzeigendes Röhrenvoltmeter; Funk-Technik 14 (1955) S. 399

[11] Roscher: Neue Erzeugnisse auf dem Gebiet der Großsenderfertigung im VEB Funkwerk Köpenick; Nachrichtentechnik 7 (1961) S. 329 ··· 331

[12] Laborbuch Band II; Telefunken GmbH Geschäftsbereich Röhren, Ulm/Donau, 1960

[13] Rothammel: Antennenbuch; Verlag Sport und Technik, Neuenhagen bei Berlin, 1961

[14] Senderprospekt des VEB Funkwerk Köpenick

Untersuchungen an einer Transistor-UKW-Mischstufe

Nach den allgemein bekannten Gesichtspunkten wurde eine selbstschwingende UKW-Mischstufe dimensioniert (Bild 1) und insbesondere hinsichtlich der Frequenzstabilität des Oszillators, der Mischverstärkung und des Rauschfaktors untersucht [1].

Die Frequenzstabilität des Oszillators wird im wesentlichen durch zwei Faktoren bestimmt. Einmal ist es die Betriebsspannung, deren Änderung eine Änderung der Kollektorsperrschichtdicke und damit eine Veränderung der Ausgangskapazität des Transistors hervorruft. Zum anderen ist es die Temperaturschwankung, sie sich sowohl auf den Transistor als auch auf die passiven Bauelemente des Oszillatorkreises auswirkt. Da man bei einem Batteriegerät im Laufe seines Betriebes immer mit dem Absinken der Speisespannung rechnen muß, wurde die Spannungsabhängigkeit der Oszillatorfrequenz und Maßnahmen zu deren Stabilisierung näher untersucht. Als eine einfache und rationelle Maßnahme bietet sich hierbei die Anzapfung der Oszillatorspule an (Bild 2). Hierbei wird erreicht, daß die Änderung der Ausgangskapazität nur mit dem Quadrat des Übersetzungsverhältnisses der Anzapfung im Oszillatorkreis wirksam wird. Das Diagramm im Bild 3 zeigt, daß die Frequenzabweichung bei Absinken der Speisespannung im Falle der angezapften Oszillatorspule nur etwa ein Viertel gegenüber dem nichtangezapften Oszillatorkreis beträgt.

Des weiteren gibt es einige Möglichkeiten zur Betriebsspannungsstabilisierung. Man kann z. B. in relativ einfacher Weise mit Hilfe einer Zenerdiode (siehe Bild 4) die Betriebsspannung konstant halten. Eine weitere Möglichkeit ist die Verwendung eines zusätzlichen Transistors, der, wie Bild 5 zeigt, in die Schaltung eingebaut wird. Nimmt die Speisespannung U_{sp} ab, so verringert sich infolgedessen der Kollektorstrom des Hilfstransistors, dessen Basisstrom mittels einer zusätzlichen Hilfsspannungsquelle U_H konstant gehalten wird. Die Abnahme des Kollektorstromes verringert den Spannungsabfall an R_4, so daß die Kollektorspannung am Oszillatortransistor konstant gehalten wird. Mit den Potentiometern R_1, R_5 und R_6 läßt sich der Arbeitspunkt einstellen. Bild 6 zeigt die Stabilisierungswirkung dieser Schaltung. Es gibt noch ähnliche Stabilisierungsschaltungen. Nachteile bei diesen zuletzt beschriebenen Stabilisierungsmethoden sind einmal

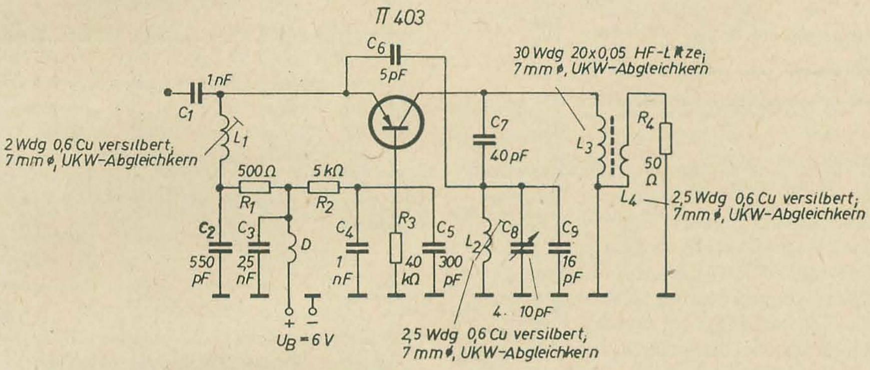


Bild 1: Schaltung einer selbstschwingenden UKW-Mischstufe

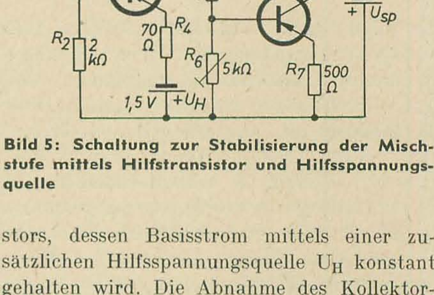


Bild 5: Schaltung zur Stabilisierung der Mischstufe mittels Hilfstransistor und Hilfsspannungsquelle

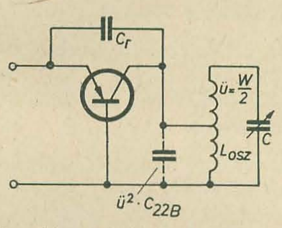


Bild 2: Verminderung des Einflusses von C_{22B} auf den Oszillatorkreis durch Anzapfung der Oszillatorspule

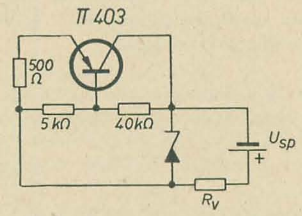
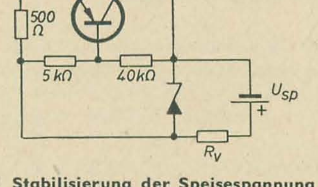



Bild 4: Stabilisierung der Speisespannung durch eine Zenerdiode

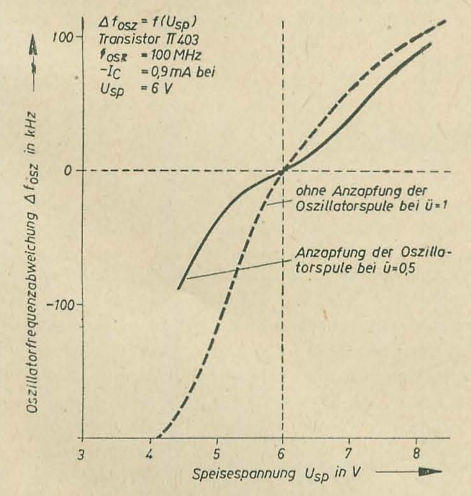


Bild 3: Abhängigkeit der Oszillatorfrequenzabweichung von der Speisespannung

Bild 6: Betriebsspannung (stabilisiert) in Abhängigkeit von der Speisespannungsänderung

$U_{stab} = f(U_{sp})$

R_4 = 70 Ω

R_3 = 400 Ω

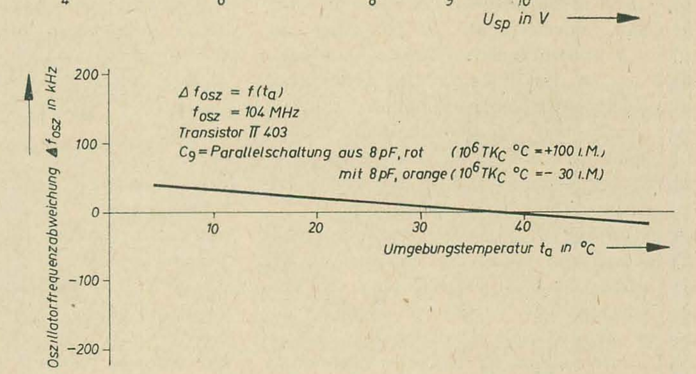


Bild 7: Oszillatorfrequenzabweichung in Abhängigkeit von der Temperatur

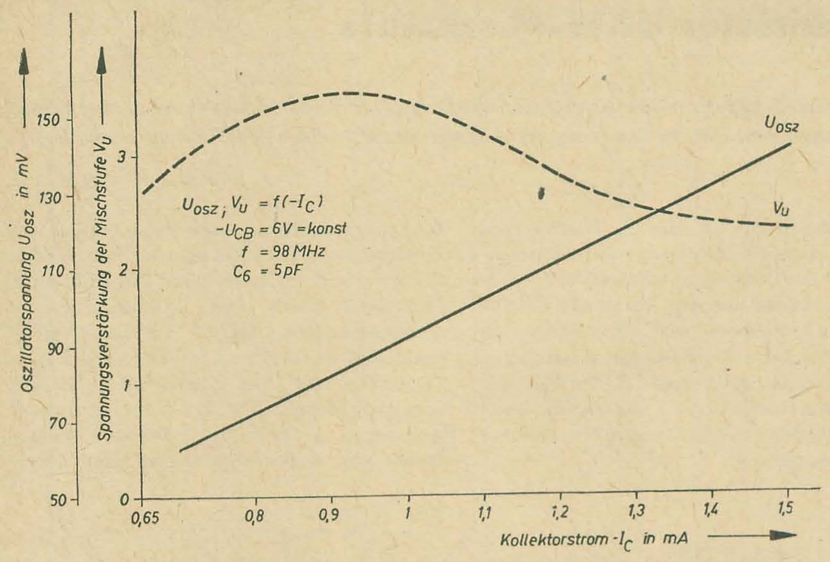


Bild 8: Oszillatorspannung und Mischverstärkung in Abhängigkeit vom Arbeitspunkt

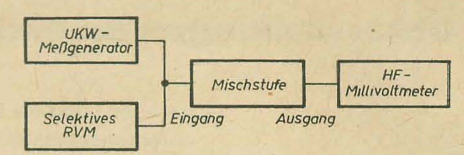


Bild 9: Blockschaltbild zur Messung der Mischverstärkung

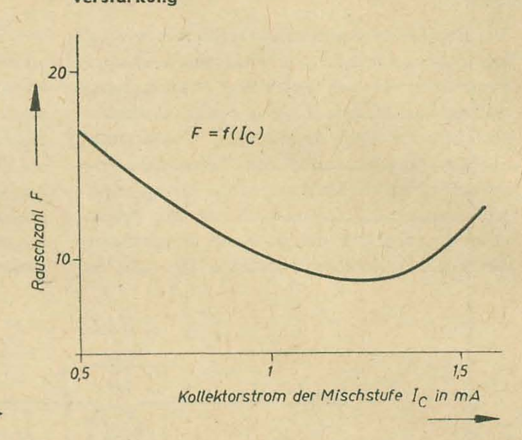


Bild 10: Rauschzahl in Abhängigkeit vom Arbeitspunkt ▶

der relativ große schaltungstechnische Aufwand und zum anderen die höhere notwendige Gesamtspannung. Zweckmäßigerweise wird man — besonders in der Empfängertechnik — die Methode der Anzapfung der Oszillatorspule anwenden. Die Temperaturstabilisierung wurde durch die bekannte Methode [2] der Ermittlung des TK-Wertes des gesamten Oszillatorkreises — einschließlich Transistor — und durch dessen Kompensation durch entsprechende Kondensatorkombinationen zufriedenstellend, wie Bild 7 zeigt, realisiert.

Die bei der angegebenen Schaltung erreichte Mischverstärkung und die Abhängigkeit der Oszillatorspannung vom Kollektorstrom zeigt Bild 8. Die Mischverstärkung wurde nach der im Bild 9 angegebenen Meßanordnung gemessen. Hierbei ist zu berücksichtigen, daß das Meßergebnis infolge der eigenen Störstrahlung der UKW-Mischstufe und der Störstrahlung des verwendeten selektiven Röhrenvoltmeters (am Eingang) verfälscht wird. Es kann sich also bei dieser Methode nur um eine grobe Orientierung handeln. Bild 10 zeigt die Rauschzahl der beschriebenen UKW-Mischstufe in Abhängigkeit vom Kollektorstrom des Mischtransistors.

Aus Veröffentlichungen des Institutes für Hochfrequenztechnik und Elektroakustik der Hochschule für Elektrotechnik Ilmenau, bearbeitet von Dipl.-Ing. O. Franke und Dipl.-Ing. H. Langer.

Literatur

[1] P. Baumann: UKW-Mischstufe mit Transistoren; Diplomarbeit am Institut für Hochfrequenztechnik der Hochschule für Elektrotechnik Ilmenau

[2] C. Rint: Handbuch für Hochfrequenz- und Elektrotechniker; III. Band, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH Berlin-Borsigwalde

Zwischenfrequenzentdämpfung in Transistormischstufen

Vakuumtrioden haben schon an sich einen verhältnismäßig kleinen Innenwiderstand, der im UKW-Bereich durch die (Spannungs-) Gegenkopplung über die Gitter-Anodenkapazität noch weiter absinkt. Um die damit verbundene, unerwünschte Bedämpfung des ersten Zwischenfrequenzkreises zu vermeiden, sieht man in UKW-Mischstufen bekanntlich eine Zwischenfrequenzrückkopplung vor, die den wirksamen Innenwiderstand erhöht. Das geschieht meistens mit Hilfe einer kapazitiven Brückenschaltung, in der die Gitter-Anodenkapazität überkompensiert wird.

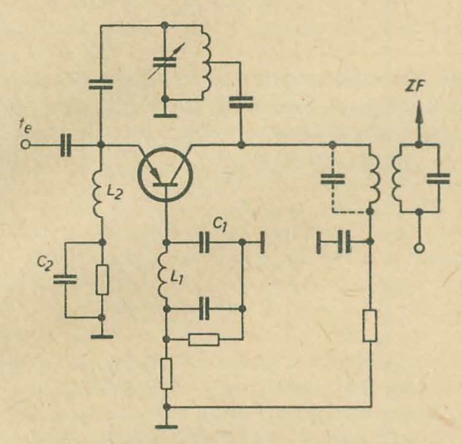
Die Schaltung arbeitet auch ohne individuelle Justierung sehr stabil und hat sich in der Serienfertigung von UKW-Tunern seit langem bewährt. Dies beruht vor allem darauf, daß erstens die Größe der Gitter-Anodenkapazität, durch kleine mechanische Streuungen bedingt, relativ geringe Fertigungstoleranzen aufweist und daß zweitens die Streuung der statischen Steilheitswerte durch die bei jedem Oszillator vorhandene Amplitudenbegrenzung (Gitterstrom, Gitterableitwiderstand) ausgeregelt wird. Für die ZF-Entdämpfung ist nämlich die mittlere Steilheit in dem durch die Oszillatoramplitude ausgesteuerten Gitterspannungsbereich maßgebend.

Wenn man die bei Röhren zweckmäßigen Schaltungen zur ZF-Entdämpfung in selbstschwingenden Transistor-UKW-Mischstufen anwendet, erreicht man hinsichtlich Stabilität und Entdämpfungsgrad bei weitem nicht die Perfektion der Röhrenschaltung. Das hat wiederum zwei Ursachen: Die heute üblichen UKW-Mischtransistoren (z. B. OC 615) arbeiten nämlich zu nahe an ihrer Schwingfrequenz, so daß es unmöglich ist, die Oszillatoramplitude wie bei Röhrenoszillatoren über den Abstimmbereich konstant zu halten. Der ausgleichende Einfluß der Amplitudenbegrenzung auf die mittlere Steilheit und damit auf die ZF-Entdämpfung ist also unvollkommen. Ferner ist bei Transistoren die Toleranz der Kollektor-Basiskapazität groß. Diese besteht zudem, wenn man von den Streukapazitäten der Anschlüsse und des Aufbaus absieht, fast ausschließlich aus der Sperrschichtkapazität des Kollektor-pn-Überganges und ist somit zusätzlich noch von der anliegenden Gleichspannung abhängig (Batteriealterung). Stellt man sich eine kapazitive Brückenschaltung zur ZF-Entdämpfung vor, die für den Mittelwert der Kollektor-Basiskapazität (C_{cb}) ideal abgeglichen ist, so überwiegt bei einer Plustoleranz von C_{cb}

der dämpfende Einfluß der Gegenkopplung, während bei Minustoleranzen die Gefahr der Selbsterregung besteht.
Im Transistor-Auto-Kofferempfänger „Tramp“ der westdeutschen Firma Körting wird nun eine ZF-Entdämpfungsschaltung benutzt, die diese Nachteile nicht hat (Bild). Hier fließt der Schwingkreisstrom des ersten ZF-Kreises ganz oder teilweise über die Kollektor-Basis-kapazität des Transistors und erzeugt an der im Basiskreis liegenden Induktivität L_1 eine phasenrichtige Steuerspannung, die über die Verstärkerwirkung des Transistors entdämpfend auf den Kollektorkreis wirkt. Für die Empfangs- und Oszillatorfrequenz liegt die Basis des Transistors über dem Kondensator C_1 praktisch an Masse. C_1 wird so gewählt, daß:

$$\left|\frac{1}{\omega_{ZF} \cdot C_1}\right| = \left|3\,\omega_{ZF} \cdot L_1\right| \quad \text{ist.}$$

Im Emitterkreis ist andererseits die Induktivität L_2 so klein, daß sie nur für die etwa zehnmal höhere Empfangsfrequenz wirksam ist. Der verbleibende, induktive Widerstand kann gegebenenfalls durch entsprechende Dimensionierung von C_2 noch vermindert werden (Annäherung an die Serienresonanz.) Wenn die Impedanz für die Zwischenfrequenz zwischen Emitter und Masse nicht klein genug ist, wird die Wirkung der ZF-Rückkopplung (über den Basiskreis) beeinträchtigt.



Transistorbestückte UKW-Mischstufe mit Zwischenfrequenzentdämpfung

Gegenüber der bei Röhrenschaltungen bewährten kapazitiven Brückenschaltung zur ZF-Entdämpfung ist in dieser Schaltung sowohl die störende Gegenkopplung über C_{cb} (Herabsetzung des dynamischen Innenwiderstandes für die Zwischenfrequenz) als auch die Wirkung der erwünschten Mitkopplung (Erhöhung des dynamischen ZF-Innenwiderstandes) von der Größe der Kollektor-Basiskapazität annähernd in gleicher Weise abhängig, so daß sich über den Abstimmbereich auch bei unterschiedlichen Transistorexemplaren stabile Verhältnisse ergeben. Nach den Fabrikationserfahrungen der Firma Körting kann trotz stark streuender Transistordaten und schwankender Oszillatoramplitude der dynamische Innenwiderstand betriebssicher auf den Wert unendlich entdämpft werden. Auch bei stark zunehmender Kollektor-Sperrschichtkapazität infolge absinkender Batteriespannung (z. B. von 6 auf 4 Volt) bleibt die Verstärkung der Mischstufe nahezu konstant.
Die Schaltung erscheint insbesondere für Transistoren mit größerer Kollektor-Sperrschichtkapazität zweckmäßig zu sein.

Electronus

AUFGABEN UND LÖSUNGEN

Bearbeitet von R. GÄRTNER

Lösung zur Aufgabe 4:

Beim Ableiten der Parallelresonanzfrequenz in der Lösung zur Aufgabe 3 hatten wir als Bedingung für den Resonanzfall aufgestellt, daß die Beträge der Blindanteile der Scheinleitwerte im L- und C-Zweig der Schaltung gleich groß sein müssen. Aus dieser Bedingung erhielten wir für die Resonanzfrequenz den Wert

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Für einen bestimmten Sonderfall gilt dieser Ausdruck jedoch nicht mehr.
Formen wir die für die vorhergehende Bedingung abgeleitete Gleichung

$$B_L = B_C = \frac{X_L}{R^2 + X_L^2} = \frac{X_C}{R^2 + X_C^2}$$

um, so erhalten wir

$$\omega L \left(R^2 + \frac{1}{\omega^2 C^2}\right) = \frac{1}{\omega C}\left(R^2 + \omega^2 L^2\right)$$

und

$$\omega R^2 L - \frac{1}{\omega}\frac{R^2}{C} = \omega\frac{L^2}{C} - \frac{1}{\omega}\frac{L}{C^2}$$

Lösen wir wieder nach ω auf, so wird

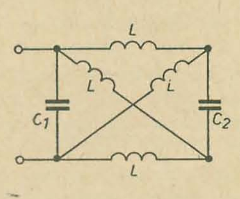
$$\omega_{res} = \frac{1}{\sqrt{LC}} \cdot \sqrt{\frac{R^2 - \frac{L}{C}}{R^2 - \frac{L}{C}}}$$

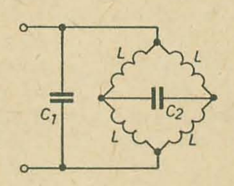
Wie wir sehen, enthält die Beziehung für ω_{res} noch einen Faktor, der für $R^2 \neq L/C$ den Wert 1 annimmt. Gilt jedoch — wie in der Aufgabe 4 — $R^2 = L/C$, dann wird der Faktor $\sqrt{0/0}$, also unbestimmt.
Setzen wir in die vorher umgeformte Gleichung die praktischen Werte ein, so erhalten wir

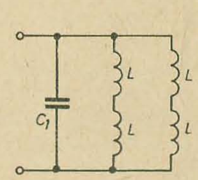
$$\omega \cdot 10^3 - \frac{1}{\omega} \cdot 10^{15} = \omega \cdot 10^3 - \frac{1}{\omega} \cdot 10^{15}$$

Diese Gleichung gilt für alle Werte ω von $0 \cdots \infty$, d. h., für alle Frequenzen ist Parallelresonanz vorhanden.

Ist z. B. $f = 0$, so ist der Scheinwiderstand des C-Zweiges unendlich, denn der frequenzabhängige Blindwiderstand des Kondensators ist für Gleichstrom unendlich groß. Folglich kann man die Reihenschaltung des Kondensators und des Widerstandes als nicht vorhanden betrachten. Am Eingang wirkt dann nur die Reihenschaltung der Induktivität und des Widerstandes. Der Widerstand X_L der Induktivität ist aber für Gleichstrom Null, so daß sich als Eingangswiderstand der ohmsche Widerstand R ergibt. Für die Frequenz $f = \infty$ ist $X_L = \infty$ und $X_C = 0$. Als Eingangswiderstand wirkt dann nur der Widerstand des C-Zweiges, der ebenfalls 1 kΩ beträgt.







Der Eingangswiderstand wird damit

$$R_{e_{res}} = \frac{1}{2} R \left(1 + \frac{L}{R^2 C}\right)$$

$$= 0{,}5\,\text{k}\Omega \left(1 + \frac{10^{-3}}{10^{6} \cdot 10^{-9}}\right) = 1\,\text{k}\Omega$$

Diesen Wert erhält man auch, wenn man einen der Extremfälle für die Resonanzfrequenz annimmt.

Aufgabe 5:

Wie groß ist die Resonanzfrequenz für die gezeigte Schaltung mit den Induktivitäten $L = 45$ mH und den Kapazitäten $C_1 = C_2 = 100$ pF?

Stereoverstärker mit Studioqualität Teil 1

HAGEN JAKUBASCHK und KARL-ERNST KITTE

Eine brauchbare stereofonische Übertragung, Aufnahme oder Wiedergabe ist nur mit entsprechend hochwertigen Geräten möglich. Insbesondere an die NF-Verstärker sind dabei hohe Anforderungen zu stellen, die beträchtlich über die für monaurale Übertragungen zu fordernden Eigenschaften hinausgehen. Der im folgenden beschriebene Stereoverstärker wurde für Heim- bzw. Studioabhörzwecke geschaffen und so ausgelegt, daß er bei vertretbarem Aufwand bestmögliche Wiedergabequalität und universelle Verwendbarkeit ermöglicht.

Allgemeines

Das Mustergerät wird in Verbindung mit dem in radio und fernsehen 15, 16 und 17 (1961) beschriebenen Stereobandgerät benutzt, ermöglicht jedoch auch den direkten Anschluß von Stereoplattenspielern und Stereo-Mikrofonkombinationen. Der Verstärker ist mit einem Steuerausgang für Aufnahmen auf dem Stereobandgerät versehen. Eine reichlich ausgelegte getrennte Höhen- und Tiefenentzerrung (Höhen ± 20 dB, Tiefen ± 34 dB regelbar) ermöglicht bei Bandaufnahmen oder Umschnitten Platte/Band weitgehende Klangkorrekturen, bei der Wiedergabe die Anpassung des Klangbildes an die Verhältnisse des Wiedergaberaumes, sowie den Ausgleich verschiedener Stereoplatten-Schneidkennlinien. Die an den Lautsprecher abgegebene elektrische NF-Leistung je Kanal wurde auf 3 W — einen auch für größere Abhörräume weit ausreichenden Wert — festgesetzt, um den Aufwand nicht unnötig steigern zu müssen. Dadurch ist bei einem Klirrfaktor von max. 2% bei Vollaussteuerung noch mit normalen Eintaktendstufen und einem konventionellen, beiden Kanälen gemeinsamen Netzteil auszukommen. Der Frequenzgang je Kanal ist von 15 Hz ··· 20 kHz innerhalb ± 2 dB linear (in Mittelstellung der Klangregler gemessen). Dieser große Frequenzumfang ist erforderlich, um einen in beiden Kanälen gleich verlaufenden Phasengang einzuhalten. Bekanntlich ist die Forderung nach Gleichheit des Phasengangs beider Verstärkerkanäle beim Stereoverstärker als die wesentlichste Forderung überhaupt anzusehen. Eine oszillografische Phasenvergleichsmessung beider Kanäle in verschiedenen Einstellungen der Klangregler ergab beim Mustergerät für alle Frequenzen und Klangreglerstellungen maximale Phasendifferenzen von unter 20°. Dieses Ergebnis ist allerdings weitgehend abhängig von der Verwendung von Tandemreglern mit guten Gleichlaufeigenschaften.

Der Fremdspannungsabstand je Kanal ist etwa 80 dB in Mittelstellung der Klangregler und etwa 65 dB in Stellung ,,+" beider Klangregler; die Übersprechdämpfung zwischen beiden Kanälen liegt mit mehr als 50 dB noch über dem für Tonbandzwecke erforderlichen Betrag.

Als Besonderheit, die sich im praktischen Betrieb sehr bewährt hat, erhielt der Verstärker eine für beide Kanäle getrennte Aussteuerungsanzeige mit der Magischen Waage EM 83, die neben dem Erkennen der Maximalaussteuerung auch einen Pegelvergleich beider Kanäle ermöglicht. Ferner wurde ein einfacher, mit Taste zu betätigender Pegeltongenerator vorgesehen, der eine Frequenz von etwa 800 ··· 1000 Hz erzeugt und mit gleichem Pegel in beide Kanäle eingespeist. Hiermit ist es möglich, beide Verstärkerkanäle jederzeit mit dem Balanceregler auf gleiche Verstärkung (gleiche Balkenhöhe an der Magischen Waage) zu bringen und die einwandfreie Funktion beider Kanäle zu kontrollieren.

Schaltung

Die Schaltung zeigt Bild 1. Der Verstärker wurde in allen Vorstufen mit der ECC 83 bestückt, in den Endstufen mit der EL 84. $Rö_{1...4}$ bilden den ersten Kanal, $Rö_{5...8}$ den zweiten. Damit stehen je Kanal sieben Röhrensysteme zur Verfügung, so daß eine reichlich dimensionierte Auslegung der Schaltung ermöglicht wird. Die zunächst etwas hoch erscheinende Stufenzahl ist auch im Hinblick auf die Entkopplung der Eingänge und die für den direkten Anschluß von Mikrofonen erforderliche Vorverstärkung (Eingangsempfindlichkeit für Mikrofoneingang 1 mV an 1 MΩ für Vollaussteuerung) notwendig, außerdem wird erst dann die Anwendung von wirksamen Entzerrungen und Gegenkopplungen zur Einhaltung der scharfen an Frequenz- und Phasengang zu stellenden Bedingungen möglich.

Da beide Kanäle völlig identisch sind, wird im folgenden nur ein Kanal ($Rö_{1...4}$) behandelt. $Rö_1$ dient als Vorverstärker- und Mischröhre für die Eingänge. ,,M" ist der Mikrofoneingang. Der für Plattenspieler und Magnettonwiedergabe bestimmte Eingang ,,TB" ist ebenso geschaltet, weist lediglich im Hinblick auf den hier höheren Eingangspegel ein Dämpfungsglied (R_1/R_2) auf. Diese Schaltungstechnik hat mehrere Vorteile. Der Eingang ,,TB" kann bedarfsweise unmittelbar für den Anschluß einer zweiten Mikrofonkombination nutzbar gemacht werden, indem lediglich R_2 abgeschaltet wird. Durch Änderung des Wertes von R_2 kann der Pegel der an ,,TB" angeschlossenen Quelle leicht dem der an ,,M" angeschlossenen angepaßt werden, so daß gleiche Regleröffnung gleiche Lautstärke für beide Eingänge ergibt, was betriebsmäßiges Überblenden sehr erleichtert. Für die Eingangsregler P_{1a} und P_{1b} wurden im Mustergerät die bekannten ,,Stradivari"-Tandemregler mit den zugehörigen RC-Kombinationen für gehörrichtige Lautstärkeregelung benutzt. Ohne besonderen Nachteil können hierfür auch andere 1-MΩ-Tandemregler ohne Anzapfungen benutzt werden. Geeignete Ausführungen stellt der VEB Elektro- und Radiozubehör Dorfhain her.

$Rö_1$ arbeitet in Gitteranlaufstromschaltung mit großem Gitterwiderstand und an Masse liegender Katode. Hierdurch ist es möglich, bei Einhaltung des eingangs genannten hohen Fremdspannungsabstandes auf eine Gleichstromheizung der ersten Stufen zu verzichten. $Rö_1$ bringt eine etwa 50fache Verstärkung; die Mischung der Eingänge erfolgt rückwirkungsfrei durch Parallelschaltung der Anoden, die auf einen gemeinsamen Arbeitswiderstand wirken. Der an den Anoden von $Rö_1$ bei Vollaussteuerung vorhandene NF-Pegel liegt dann bei 50 mV. Die weitere Verstärkung erfolgt in $Rö_{2a}$, die normal geschaltet ist. Sie weist eine geringe Spannungsgegenkopplung (3 MΩ) auf, die die Stufenverstärkung auf etwa 40fach festlegt und für eine Reduzierung des Klirrfaktors dieser Stufe sorgt. Zur Frequenzbandbegrenzung am oberen Bandende und Verhütung von HF-Verkopplungen liegt dem Gegenkopplungswiderstand ein 50-pF-Kondensator parallel, der sich im Hörbereich noch nicht bemerkbar macht. An der Anode von $Rö_{2a}$ stehen dann bei Vollaussteuerung etwa 2 V. Von hier gelangt die Spannung zum Widerstandsnetzwerk der Balanceregelung, die mit P_2 erfolgt. In der oberen Endstellung von P_2 ergibt sich eine Spannungsteilung 3 MΩ/500 kΩ (—15 dB), während für den unteren Kanal eine Teilung 3 MΩ/5,5 MΩ erfolgt. In der unteren Endstellung von P_2 liegen die Verhältnisse umgekehrt. Insgesamt ist damit eine gegenläufige Verstärkungsänderung beider Kanäle um etwa 15 dB möglich, was zur Korrektur des Mitteneindrucks bei allen üblichen Quellen weit ausreicht. Der Verstärker selbst wird so abgeglichen, daß in Mittelstellung von P_2 beide Kanäle gleiche Verstärkung haben. Dieser Pegelabgleich erfolgt durch genaue Dimensionierung der Widerstände R_{3a} und R_{3b} bei der ersten Inbetriebnahme; die für diese Widerstände angegebenen Werte sind also nur Richtwerte. Die Spannungsteilung vor dem Gitter der $Rö_{2b}$ ist im übrigen zur Einhaltung der Pegelverhältnisse in den Kanälen erforderlich

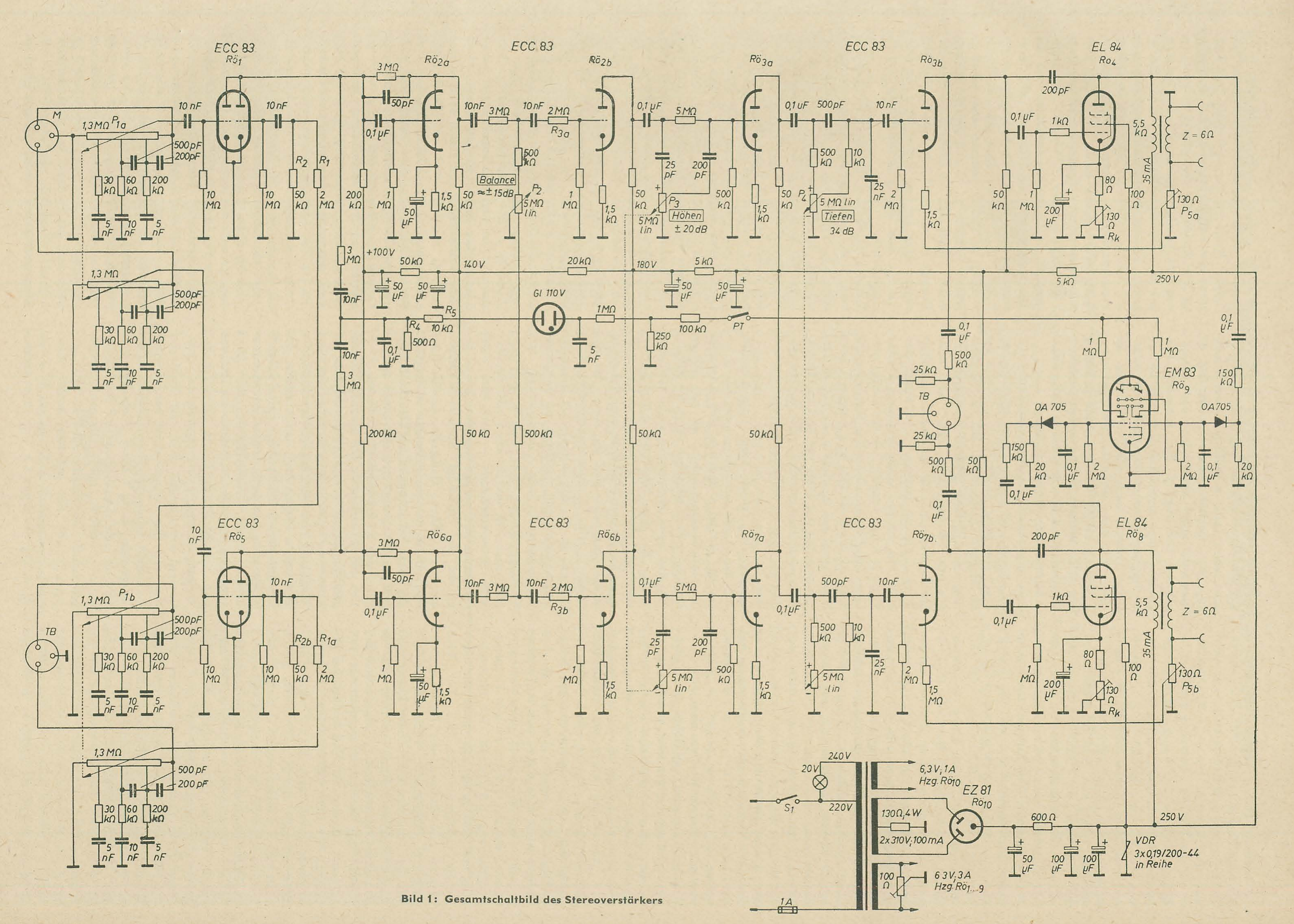


Bild 1: Gesamtschaltbild des Stereoverstärkers

und beinhaltet gewisse Verstärkungsreserven, falls beim Nachbau infolge Röhrentoleranzen die vorgegebenen Stufenverstärkungen nicht ganz erreicht werden. Die 10-nF-Kondensatoren vor den 3-MΩ-Widerständen der Balanceregelung sind zur Verhütung von Reglergeräuschen bei Betätigung von P_2 erforderlich. $Rö_{3b}$ ist, wir die folgenden Stufen, mittels unüberbrücktem Katodenwiderstand stromgegengekoppelt. Die Stufenverstärkung ist hier etwa 14fach und dient im wesentlichen zum Ausgleich der Grunddämpfung des nachfolgenden Höhenreglers P_3, der eine Höhenanhebung bzw. Absenkung um je 20 dB ermöglicht. Seine Grenzfrequenz (Einsatzfrequenz) liegt bei 1600 Hz; die Charakteristik verläuft nach dem bekannten Fächerdiagramm. Auf den Höhenregler folgt eine Entkopplungsstufe; deren Stufenverstärkung beträgt ebenfalls etwa 14. Der hinter $Rö_{3a}$ folgende Tiefenregler weist im Hinblick auf die für universelle Verwendbarkeit zu fordernden Regeleigenschaften einen mit ± 34 dB ungewohnt großen Regelumfang und einige ebenfalls ungewohnte Dimensionierungen (500 pF Längskapazität, dahinter 25 nF gegen Masse) auf. Er arbeitet ebenfalls nach dem Fächerdiagramm mit einer Grenzfrequenz von etwa 600 Hz. Diese Reglerschaltungen haben den Vorteil, daß sie eine kontinuierliche, sattelfreie Anhebungscharakteristik auch an den Enden des Übertragungsbereiches zeigen. Auf die Klangregler soll hier näher eingegangen werden, da von ihrem Aufbau die gesamte Güte eines Stereoverstärkers abhängt.

Wichtig ist zunächst, daß Höhen- und Tiefenregler sich nicht gegenseitig beeinflussen, so daß die üblichen verketteten RC-Netzwerke, bei denen Höhen- und Tiefenentzerrung in der gleichen Stufe erfolgt, hier nicht brauchbar sind. Anderenfalls wären unkontrollierbare Phasendrehungen unvermeidlich, was unausbleiblich zu Phasendifferenzen beider Kanäle führen würde. Aus dem gleichen Grunde sollen auch für P_3 und P_4 Tandempotentiometer mit guten Gleichlaufeigenschaften benutzt werden, da jede Frequenzgangänderung naturgemäß eine Phasendrehung mit sich bringt, die dann für beide Kanäle gleichgroß sein muß. Der VEB Elektro- und Radiozubehör Dorfhain stellt geeignete Ausführungen dieser Regler her. Etwaige Gleichlauffehler dieser Regler sind übrigens beim Betrieb des Verstärkers mit verschiedenen Tonfrequenzen (Tongenerator) und Beobachtung der Aussteuerungsanzeige $Rö_9$ an einer Differenz der Balkenhöhen bei Betätigung der Klangregler sichtbar. Derartige Differenzen sind, wenn sie nur wenige Millimeter betragen, belanglos. Sie dürfen jedoch nicht mit dem Balanceregler P_2 ausgeglichen werden, der ja nur die Kanalpegel, aber nicht die Phasengänge beeinflußt. P_2 ist demgemäß immer in Mittelstellung von P_3 und P_4 (entspricht linearem Frequenzgang, Regler an Frontplatte kennzeichnen) mit dem Pegeltongenerator einzustellen. Betrieblich wird dann ein Verstellen von P_2 nur nach Gehör bei nicht ganz einwandfreien Quellen oder ungünstigen Raumverhältnissen notwendig sein. Bei der Verdrahtung des Höhenreglers ist zu beachten, daß Abschirmkabel mit geringstmöglicher Kapazität (Antennen-Koaxkabel) und so kurz wie möglich, eingesetzt werden. Weiterhin sollen die Kondensatoren 25 pF und 200 pF am Regler P_3 unmittelbar angelötet werden, so daß sich zwischen diesen Kondensatoren und den zugehörigen Regleranschlüssen keine wesentliche Masse-Schaltkapazität ausbilden kann. Anderenfalls ist eine ausreichend amplituden- und phasengetreue Übertragung der höchsten Frequenzen kaum erreichbar. Erforderliche Abschirmkabel sollen an allen Stellen der Schaltung (kritisch auch die Verdrahtung bis Gitter $Rö_1$) kurz (kapazitätsarm) und insbesondere in beiden Kanälen genau gleichlang sein, selbst wenn es sich für letztere Forderung erforderlich macht, ein Kabel in einem Kanal in einer kleinen Schleife zu legen.

$Rö_{3b}$ übernimmt die Nachverstärkung der NF auf den für die Endstufe erforderlichen Wert. Von ihrer Anode führt außerdem der für Magnettonaufnahmen oder die Ansteuerung nachfolgender größerer Verstärker bestimmte Steuerausgang ,,TB" ab. Beim Mustergerät war er für das eingangs erwähnte Stereobandgerät bestimmt und wurde deshalb mit einem Spannungsteiler 500 kΩ/25 kΩ je Kanal versehen, um den hierfür richtigen Pegel zu erreichen. Der Steuerausgang liegt, wie auch die Ein- und Ausgänge, beim Mustergerät auf Kontakten der rückseitigen Messerleisten und führt von dort zu Flanschsteckdosen (Diodenbuchsen oder Tuchelkupplungen), die im Einschubgehäuse montiert sind.

Die Endstufe weist keine Besonderheiten auf; sie ist eine normale mit der EL 84 bestückte Eintakt-A-Endstufe. Die Kapazität des Katodenkondensators ist mit 200 μF ein Mindestwert; günstiger wären hier 500 μF, die aber beim Mustergerät nicht verfügbar waren. Mit dem regelbaren Katodenwiderstand R_k wird der Anodenstrom der Endröhre bei der ersten Betriebnahme auf genau 35 mA eingestellt. Von der Anode der $Rö_4$ zweigt eine Spannungsgegenkopplung (200 pF) ab, die erst oberhalb der Hörgrenze wirksam wird und wiederum zur Frequenzbandbegrenzung und Verhinderung von Schwingneigungen dient. Für die Ausgangsübertrager — sie sind die kritischsten Bauteile jedes Stereoverstärkers — sind zwei völlig identische, hochwertige Ausführungen zu benutzen, die unbedingt Kammerwicklungen aufweisen sollten. Geeignete Ausführungen sind im Handel, ein Selbstbau ist möglich. Da hierzu bereits zahlreiche Veröffentlichungen existieren, wird an dieser Stelle auf Angabe einer Wickelvorschrift verzichtet.

Von der Sekundärseite des Ausgangsübertragers zweigt eine Spannungsgegenkopplung zur Katode der Vorstufe $Rö_{3b}$ ab. Sie bewirkt eine Absenkung des Ausgangsscheinwiderstandes und damit Bedämpfung der Einschwingererscheinungen der Lautsprecher, deren störende Eigenresonanzen damit weitestgehend unterdrückt werden. Weiterhin reduziert diese Gegenkopplung den Klirrfaktor der Endstufe und verringert insbesondere die durch den Ausgangsübertrager hervorgerufenen nichtlinearen Verzerrungen. Wird der Verstärker ohne angeschlossenen Lautsprecher betrieben, verhindert sie ein schädliches Hochlaufen der Ausgangsspannung. Diese Gegenkopplung wird für jeden Kanal einzeln mit den Trimmpotentiometern P_{5a} und P_{5b} (Drahtwiderstände mit Schelle oder übliche 100-Ω-Entbrummerpotentiometer mit isolierter Achse) eingestellt. Hierbei wird am Gitter von $Rö_{3b}$ eine Spannung von genau 6 V eingespeist (Schleiferleitung vom P_4 ablöten; hierüber einspeisen), wofür provisorisch eine einem geeigneten Trafo entnommene 50-Hz-Spannung verwendet werden kann. Mit P_{5a} wird dann an der Anode der $Rö_4$ eine NF-Spannung von 130 V eingestellt, wobei der Ausgang mit dem Lautsprecher oder einem gleichgroßen Ersatzwiderstand abgeschlossen sein soll. Es kann auch die Spannung an diesem Ersatzwiderstand gemessen werden, die bei einem 6-Ω-Ausgang dann 4,25 V betragen soll, was einer Ausgangsnennleistung von 3 W entspricht. Bei Abschalten des Lautsprechers bzw. Ersatzwiderstandes soll die Ausgangsspannung auf höchstens 190 V (bzw. sekundär etwa 6,3 V beim 6-Ω-Ausgang) ansteigen. $P_{5a,b}$ werden dann etwa in Mittelstellung zu stehen kommen und sollen in beiden Kanälen annähernd gleiche Stellung haben. Damit sind die Endstufen eingestellt. Etwaige Pegelunterschiede in beiden Kanälen werden dann bei dem Erstabgleich nur noch mit R_{3a} bzw. R_{3b} in Mittelstellung von P_2 ausgeglichen.

Von den Anoden der Endröhren $Rö_4$ und $Rö_8$ zweigen die Leitungen zur Aussteuerungsanzeige $Rö_9$ (EM 83) ab, die konventionell geschaltet ist. Spannungsteiler 150 kΩ/20 kΩ sorgen für Angleichung des Pegels an den für $Rö_9$ erforderlichen Wert. Bei der Einstellung der Endstufenregler $P_{5a,b}$, die bei Vollaussteuerung wie beschrieben erfolgt, wird dann an $Rö_9$ gleich die dabei erreichte Höhe der Leuchtbalken markiert — beide Balken müssen gleich hoch sein —, wozu ein Eichstrich entweder direkt auf dem Röhrenkolben oder am Blendenausschnitt der Frontplatte angebracht wird. Er dient dann als Bezugswert für die Maximalaussteuerung im Betrieb, die nur kurzzeitig bei Lautstärkespitzen überschritten werden soll. Die Gleichrichtung der Anzeigespannungen für $Rö_9$ erfolgt mit zwei Germaniumdioden OA 705. Zweckmäßig achtet man bei Aufbau und Verdrahtung dann darauf, daß Verstärkerzüge auf dem Chassis, Leuchtbalken und Drehrichtung von P_2 (Balance) einander sinngemäß entsprechen, also z. B. der Verstärkerkanal für den Links-Lautsprecher links auf dem Chassis sitzt, seine Aussteuerung vom linken Leuchtbalken der $Rö_9$ angezeigt und sein Pegel durch Linksdrehen von P_2 erhöht wird.

Für den Pegeltongenerator wurde aus Aufwandsgründen eine einfache Glimmlampenkippschaltung benutzt, da es hier nicht auf übermäßige Frequenzkonstanz ankommt (Sollfrequenz zwischen 800 ··· 1000 Hz) und auch keine exakte Sinusschwingung erforderlich ist. Die Spannungsabgabe eines solchen Generators hängt aber im wesentlichen von den konstanten Exemplardaten der Glimmlampe ab. Dadurch läßt sich der Pegeltongeber für diesen Anwendungsfall sehr einfach ausbilden.

Mit der Pegeltontaste PT — im Mustergerät eine einrastbare Fernmeldedrucktaste — wird die Anodenspannung dem Generator zugeführt. Ein Spannungsteiler 100 kΩ/250 kΩ reduziert sie auf den für die Glimmlampe günstigsten Wert. Zusätzlich hat der Querwiderstand des Spannungsteilers noch die Aufgabe, gelegentliches Entladungsknacken zu verhindern, das sonst über den Isolationswiderstand der Taste PT und die dadurch erfolgende allmähliche Aufladung des 5-nF Kippkondensators entstehen kann. Über den

Ein Prüfgenerator für Impulse mit veränderbaren Anstiegs- und Abfallzeiten

R. GÄRTNER und G. SCHWENKE

Mitteilung aus dem VEB Vakutronik, Dresden

Während Generatoren für Rechteckimpulse mit veränderbarer Impulsbreite, Impulshöhe und Polarität bereits industriell hergestellt werden (z. B. IS 1/4 und IS 1/8 vom VEB Funkwerk Köpenick), fehlen für die Entwicklung und Prüfung elektronischer Meßgeräte entsprechende Generatoren, die außer den genannten Variationsmöglichkeiten noch die Einstellung von Anstiegs- und Abfallzeiten gestatten. Diese Variationsmöglichkeiten sind im besonderen Maße bei der Entwicklung kernphysikalischer Meßgeräte erforderlich. Deshalb wurde im VEB Vakutronik der nachfolgend beschriebene Impulsgenerator als Laborgerät aufgebaut. Zur Einstellung der Anstiegs- und Abfallzeiten sowie der Impulsbreite enthält die Schaltung die gleichen Baugruppen wie der einfache Impulsformer von W. Lange [1]. Darüber hinaus wurde die Schaltung verbessert, um dem Gerät einen erweiterten Anwendungsbereich zu erschließen.

Dem erweiterten Anwendungsbereich dient der eingebaute RC-Generator, mit dessen Hilfe das Gerät unabhängig von anderen Generatoren betrieben werden kann. Eine Verzögerungsstufe mit einem Synchronausgang ermöglicht die verzögerte Auslösung der Kippgeneratoren vom Impulsoszillografen. Damit wird die Impulsverzerrung durch die sonst notwendige Verzögerungsleitung vermieden. Die minimale Anstiegszeit der Ausgangsimpulse konnte durch eine verbesserte Schaltung der Endstufe auf etwa 40 ns, der Ersatzinnenwiderstand auf 40 Ω reduziert werden. An einem zweiten Ausgang können Impulse mit Anstiegszeiten < 20 ns und Impulshöhen bis zu $+100$ V abgenommen werden. Ein elektronisch stabilisiertes Netzteil sorgt für die erforderliche Konstanz der Ausgangswerte.

Die Wirkungsweise des Impulsgenerators geht aus dem Blockschaltbild Bild 1 hervor. An einem vierstufigen Schalter S_1 können die vier Auslösearten

Eigen — durch den RC-Generator
Fremd — durch negative Impulse
Fremd — durch positive Impulse
Einzelauslösung durch Drucktaste

eingestellt werden. Ein Schmitt-Trigger formt die Auslösespannungen in Rechteckimpulse um, deren negative Vorderflanke nach Differentiation einen Univibrator Uni 1 anstößt und außerdem über eine Anodenbasisstufe ABS 1 als Synchronimpuls zum Auslösen des Kippgenerators einem Impulsoszillografen zugeführt werden kann. Die Breite des vom Uni 1 erzeugten Rechteckimpulses ist einstellbar. Die Rückflanke dieses Rechteckimpulses löst die Ausgangsimpulse des Formers aus, die dann zeitlich um die Impulsbreite des Uni 1 verzögert nach dem Synchronimpuls erscheinen. Die Einstellung der Breite des Ausgangsimpulses erfolgt durch einen weiteren Univibrator Uni 2, an dessen Ausgang ein veränderbares RC-Integrationsglied zur Einstellung der Anstiegszeit dient. Der Kondensator eines zweiten RC-Gliedes wird über die Anodenbasisstufe ABS 2 und eine Diode aufgeladen und über den veränderbaren Widerstand des RC-Gliedes sowie den Innenwiderstand der ABS 2 entladen. Mit diesem Widerstand wird die Abfallzeit eingestellt.

Zur Phasenumkehr und zur Verstärkung dient ein symmetrischer katodengekoppelter Verstärker, dessen Anodenausgangsimpulse wahlweise entsprechend der gewünschten Polarität an eine Ausgangsstufe in White-Katodenfolgerschaltung gelangen. Außerdem zündet der Eingangsimpuls des Univibrators Uni 2 nach entsprechender Verstärkung und Phasenumkehr ein Thyratron.

Zum besseren Verständnis der Wirkungsweise ist im Bild 2 der zeitliche Ablauf der einzelnen Impulse bei periodischer Ansteuerung mit dem eingebauten RC-Generator aufgezeichnet.

Bild 3 zeigt die Gesamtschaltung des Impulsformers. Die Zahlen der eingezeichneten Meßpunkte stimmen mit denen in den Bildern 1 und 2 überein.

Der RC-Generator, Rö_1, Rö_2, weist keine Besonderheiten auf. Zur Frequenzfeineinstellung dient ein Zweifachdrehko 2×500 pF. Die Werte der Widerstände in den einzelnen Stellungen des Bereichschalters S_3 sind

---

Vorwiderstand 1 MΩ wird der Kippkondensator aufgeladen, bis die Zündspannung der Glimmlampe Gl (Prüfstift-Glimmröhre für 110 V ohne Vorwiderstand; wird fest eingelötet) erreicht ist. Diese zündet und entladet den 5-nF-Kondensator stoßartig über R_5 und R_4 bis zu ihrer Löschspannung. Nach ihrem Verlöschen erfolgt die erneute Aufladung des 5-nF-Kondensators bis zur erneuten Zündung von Gl. Über R_4 und R_5 fließt also eine Folge von Entladestromstößen, deren Frequenz etwas von der Anodenspannung, im wesentlichen aber von den Daten der Glimmröhre und den Werten des Kippkondensators (5 nF) und des Ladewiderstandes (1 MΩ) abhängt. Diese beiden Werte können also etwas abgeändert werden, um die Pegeltonfrequenz auf etwa 800 ··· 1000 Hz zu bringen. An R_4 ist dann eine NF-Sägezahnspannung dieser Frequenz abnehmbar, deren Spannungswert durch Änderung von R_5 und R_4 einstellbar ist. Der parallel zu R_4 liegende Kondensator 0,1 μF sorgt für eine Dämpfung des Oberwellenanteiles. Der an R_4 abgegriffene Pegelton wird über Entkopplungswiderstände (3 MΩ) an die Anoden von Rö_1 und Rö_5, also parallel in die ersten Stufen beider Kanäle eingespeist. Bei gleicher Verstärkung in beiden Kanälen müssen dann auch die Leuchtbalken an Rö_9 gleichhoch stehen, wobei nach beendeter Einstellung aller übrigen Schaltungsorgane R_5 endgültig so bemessen wird, daß der Pegeltongenerator an Rö_9 gerade die Marke für Vollaussteuerung erreicht. Damit ist dann jederzeit eine genaue optische und akustische Kontrolle beider Verstärkerkanäle — u. a. auch die gehörmäßige Mitteneinstellung nach dem Pegelton — durch einfaches Drücken der Taste PT möglich. Ein Übersprechen beider Kanäle über die Pegelton-Einkopplungsleitungen kann infolge des geringen Wertes von R_4 (Spannungsteilung 3 MΩ/500 Ω, etwa 74 dB Dämpfung) praktisch nicht eintreten, so daß sich eine Abschaltung dieser Leitungen erübrigt.

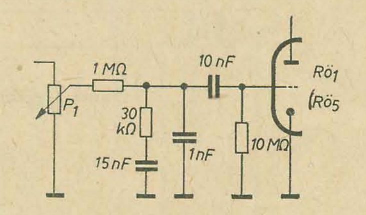


Bild 2: Schaltung eines Schneidkennlinienentzerrers

Falls der Verstärker vorwiegend für Plattenspieler benutzt werden soll, kann der Eingang „TB“ zweckmäßig anstelle des Dämpfungsgliedes R_1/R_2 einen Schneidkennlinienentzerrer erhalten. Eine Schneidkennlinienentzerrung ist zwar auch mit den vorhandenen regelbaren Entzerrern möglich, aber betrieblich ist es günstiger, diese Regler nur für zusätzliche Korrekturen zu benutzen und sie ansonsten in Mittelstellung zu belassen. Die Einschaltung eines Schneidkennlinienentzerrers erfolgt anstelle des Dämpfungsgliedes R_1/R_2 in jedem Kanal nach der Schaltung Bild 2. Weitere Änderungen sind nicht erforderlich, da der Entzerrer gerade etwa dieselbe Grunddämpfung hat wie das damit entfallende Dämpfungsglied R_1/R_2, so daß der Eingang „TB“ dann unmittelbar den Werten für übliche Stereotonabnehmer entspricht.

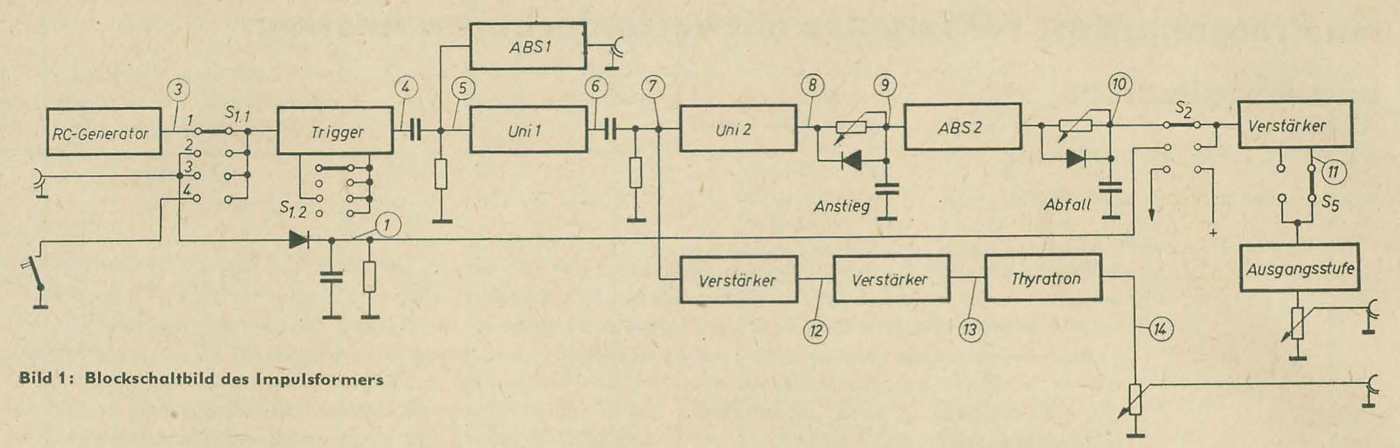


Bild 1: Blockschaltbild des Impulsformers

R_1 = 1,24 MΩ
R_2 = 400 kΩ
R_3 = 120 kΩ
R_4 = 39 kΩ
R_5 = 13 kΩ || 8 pF
R_6 = 330 kΩ
R_7 = 100 kΩ || 25 pF
R_8 = 33 kΩ
R_9 = 10 kΩ || 25 pF
R_{10} = 3,3 kΩ

Mit S_3 lassen sich folgende Frequenzbereiche einstellen:

300 Hz ··· 1 kHz	(Schalterstellung × 0,1 — weiß)
1 kHz ··· 3 kHz	(Schalterstellung × 1 — rot)
3 kHz ··· 10 kHz	(Schalterstellung × 1 — weiß)
10 kHz ··· 30 kHz	(Schalterstellung × 10 — rot)
30 kHz ··· 100 kHz	(Schalterstellung × 10 — weiß)

Um den Eingangstrigger $Rö_4$ auch bei tiefen Frequenzen einwandfrei auslösen zu können, wird die sinusförmige Ausgangsspannung des RC-Generators in einer Begrenzerstufe $Rö_3$ in Trapezimpulse umgewandelt. Diese Begrenzung erfolgt durch Aussteuerung über den Gitterstromeinsatzpunkt und unter den Kennlinienknick hinaus.

Der Eingangstrigger $Rö_4$ formt die verschiedenen Eingangsspannungen in definierte Impulse um. Im Normalbetrieb ist das linke System leitend, das rechte gesperrt, d. h. der Trigger ist für negative Eingangsspannungen empfindlich. In der Stellung 1

Bild 3: Gesamtschaltung des Impulsformers

des Auslöseschalters S_1 gelangt die Ausgangsspannung des Begrenzers auf den Triggereingang. Die Auslösung erfolgt an der negativen Flanke der Trapezspannung. In der Stellung 4 dieses Schalters löst der Trigger beim Drücken der Taste für Einzelimpulsauslösung einmal aus, da dann der vorher über 1 MΩ auf etwa + 100 V aufgeladene Koppelkondensator über die Taste an Masse gelegt wird.

In den Stellungen 2 und 3 ist die Buchse für Triggereingang angeschlossen. Um einen für positive Impulse empfindlichen Trigger zu erhalten, wird in der Stellung 3 ein Widerstand parallel zum unteren Spannungsteilerwiderstand des linken Systems geschaltet. Dadurch nimmt das linke Gitter ein negativeres Potential als das rechte Gitter an. Das linke System sperrt somit und das rechte zieht im Ruhezustand Strom.

Ein RC-Glied differenziert den Ausgangsimpuls des Triggers, wobei die parallelgeschaltete Diode den positiven Anteil abschneidet. Der differenzierte Impuls gelangt einmal an das Eingangsgitter des Univibrators $Rö_5$ und außerdem über die Anodenbasisstufe $Rö_{7b}$ an den Synchronausgang. Die Breite des Univibratorimpulses, die die Verzögerung gegen den Synchronimpuls bestimmt, wird am 250-kΩ-Regler eingestellt. Der zweite Univibrator $Rö_6$, der zwar wie der erste Univibrator ist, jedoch bei positiven Eingangsimpulsen auslöst, kann ebenfalls in seiner Kippdauer verändert werden. Diese Kippdauer bestimmt die Breite des Ausgangsimpulses, dessen Anstiegs- und Abfallzeiten wie in [1] durch zwei RC-Glieder mit veränderbaren Zeitkonstanten eingestellt werden.

Die Wahl der Polarität erfolgt nicht, wie in [1], durch Abnahme der Spannungen an Anode und Katode einer Phasenumkehrstufe. Da zur Erzielung eines hinreichend kleinen Ersatzinnenwiderstandes als Ausgangsstufe ein White-Katodenfolger ($Rö_{11}$, $Rö_{12}$) Verwendung finden sollte, dessen Verstärkungsfaktor nur etwa 1 ist, müssen die Impulse zunächst bis zur erforderlichen Ausgangsspannung von 20 V verstärkt werden. Diese Aufgabe übernimmt der katodengekoppelte Verstärker $Rö_{10}$, an dessen Anoden die Impulse gleicher Höhe, jedoch unterschiedlicher Polarität, zur Verfügung stehen. Die Anodenzeitkonstante dieses Verstärkers

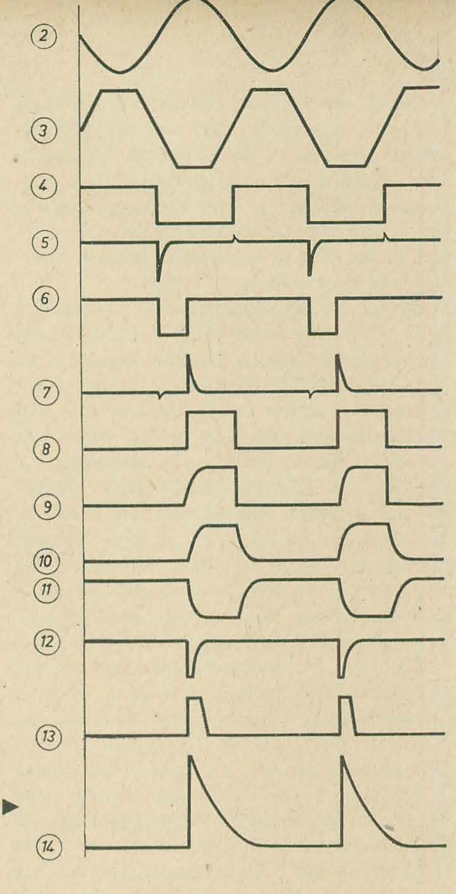


Bild 2: Zeitlicher Ablauf der Impulse (Impulsfahrplan) ▶

bestimmt die kleinste einstellbare Anstiegszeit der Ausgangsimpulse; sie muß also genügend klein sein. Deshalb sind die Streukapazitäten an den Anoden durch die Induktivitäten teilweise in ihrer Wirkung kompensiert. Die Induktivitäten betragen etwa 10 μH. Sie sind so eingestellt, daß das Überschwingen der Impulse < 5% ist.
Während der katodengekoppelte Verstärker in der Stellung 2 des Betriebsartenschalters S_2 die geformten Impulse vom RC-Glied für die Abfallzeit zugeführt bekommt, werden in der Stellung 3 Impulse mit festen Anstiegs- und Abfallzeitkonstanten von 0,2 μs bzw. 1 μs verstärkt, wie sie für spezielle Messungen an Geräten der Kerntechnik benötigt werden. Zu diesem Zweck schließt man den Dreifach-Impulsgenerator VA-M-18 an den Triggereingang an. Dann kann man Impulsgruppen von je drei Impulsen unterschiedlicher Höhe und einer Form, die der von Szintillationszählerimpulsen entspricht, z. B. zur Bestimmung der Übersteuerungssicherheit von Spektrometerverstärkern, erzeugen.
In der Stellung 1 des Schalters S_2 erhält das Thyratron $Rö_9$, das im Ruhestand gesperrt ist und beim Zünden den Anodenkondensator 2,5 nF entlädt, 300 V Betriebsspannung zugeführt. In den anderen Stellungen wird die Betriebsspannung abgeschaltet, da das Thyratron nur mit Frequenzen bis zu 2000 Hz betrieben werden darf. Der Entladestrom fließt über den 400-Ω-Katodenwiderstand, wobei am 250-Ω-Potentiometer Impulse mit maximal über +100 V Höhe abfallen, deren Anstiegszeit < 20 ns und deren Abfallzeitkonstante 1 μs betragen. Diese Impulse eignen sich z. B. zur Prüfung von Diskriminatoren und Analysatoren der Kerntechnik. Die Steuerspannung für das Thyratron wird vom Univibrator $Rö_5$ abgeleitet und in der Röhre $Rö_8$ entsprechend verstärkt und begrenzt.
Der elektronisch stabilisierte Netzteil ist in der üblichen Schaltung mit Differenz- und Kaskodenverstärker ausgeführt. Eine negative Gleichspannung von —108 V wird durch einen Selengleichrichter in Einwegschaltung erzeugt und mittels Glimmstabilisator konstant gehalten. Die Netzspannungszuleitungen sind sorgfältig abgeschirmt und verdrosselt, um ein Eindringen von Netzstörungen zu verhindern.
Bild 4 zeigt den mechanischen Aufbau des Impulsgenerators. Um kleinste Streukapazitäten zu erzielen, ist die Schaltung auf einer senkrechten Hartpapierplatte aufgebaut. Die Röhren ragen nach vorn in einen Kühlschacht, durch den auch die Achsverlängerungen der Drehwiderstände, -kondensatoren und Schalter zur Frontplatte führen. Die Anordnung der Röhren erfolgt in der Reihenfolge der Schaltung, die Erdung der Schaltung über eine Kupferschiene. Der Netzteil ist auf einem eigenen Blechchassis horizontal in der hinteren Hälfte des Gerätes aufgebaut. Ein Lüfter sorgt für die notwendige Wärmeabführung.
Bild 5 zeigt die Vorderansicht des Gerätes. Durch die von Knopf zu Knopf führenden Striche ist der Impulsverlauf übersichtlich dargestellt. Die Frequenzeinstellung erfolgt an einem Drehknopf auf der Drehachse. Die Frequenzmarkierungen in den Bereichen 1, 3 und 5 (0,3 kHz ··· 1 kHz; 3 kHz ··· 10 kHz und 30 kHz ··· 100 kHz) sind weiß ausgelegt, während die übrigen Bereiche 2 und 4 (1 kHz bis 3 kHz und 10 kHz ··· 30 kHz) rot ausgelegt sind. Geringe Frequenzvariationen können mittels eines Feinantriebes ausgeführt werden.

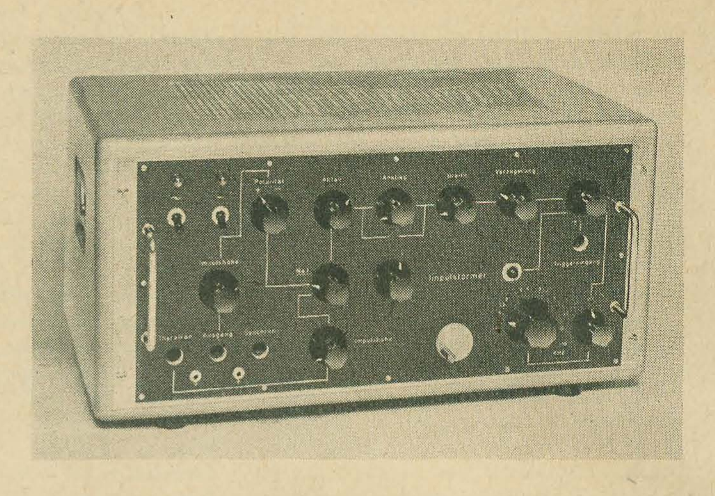


Bild 5: Frontansicht des Impulsformers

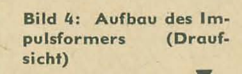
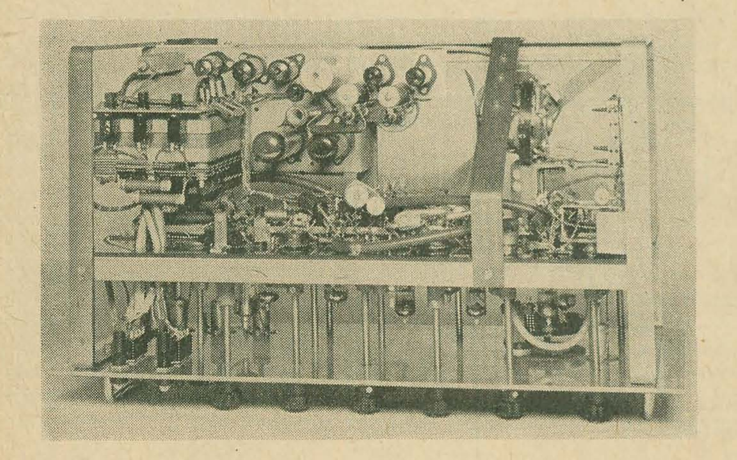


Bild 4: Aufbau des Impulsformers (Draufsicht) ▼



Literatur

[1] Wolfgang Lange: Ein Impulsformer für universelle Anwendungen; radio und fernsehen 21 (1961) S. 673 ··· 674

Als weitere Literatur empfehlen wir vom VEB Verlag Technik das Buch

Technische Daten

Ausgangswerte	
Impulsspannung	0 ··· 20 V
Polarität	positiv oder negativ
Anstiegszeit	≦ 40 ns ··· 4 μs
Abfallzeit	≦ 50 ns ··· 50 μs
Breite	≦ 150 ns ··· 50 μs
Überschwingen	≦ 5%
Innenwiderstand	etwa 40 Ω bei max. Ausgangsspannung
Verzögerung gegen Synchronimpuls	≦ 500 ns ··· 5 μs
Synchronimpuls	
Spannung	—8 V
Innenwiderstand	etwa 200 Ω
Anstiegszeit	etwa 200 ns
Abfallzeitkonstante	2 μs
Thyratronimpuls	
Spannung	0 ··· +100 V
Anstiegszeit	≦ 20 ns
max. Folgefrequenz	2 kHz
Auslösearten	
Eigen: durch RC-Generator 300 Hz ··· 100 kHz	
Fremd: durch positive oder negative Impulse	≧ 5 V
Anstiegszeit	≦ 500 μs
Eingangswiderstand	2 kΩ für positive Impulse 200 kΩ für negative Impulse
Eingangskapazität	etwa 40 pF
Einzelauslösung durch Drucktaste	

Ferritringkerne in digitalen Rechenautomaten Teil 2 und Schluß

ERHARDT SCHULTZE

Spannungsbedarf

Der Spannungsbedarf der Zeilen und Spalten ist vor allem bei größeren Speichern von wesentlicher Bedeutung. Der Widerstand der Zeilen- und Spaltenschaltdrähte wird vorwiegend durch die Induktivitäten der nicht geschalteten Kerne sowie durch die Verlustwiderstände der geschalteten Kerne bestimmt, solange diese Kerne nicht wesentlich belastet sind. Der Innenwiderstand der Treiberstufen muß erheblich über dem Widerstand der Zeilen- und Spaltendrähte liegen, um definierte Schaltbedingungen zu erhalten. Die induktiven und die Verlustwiderstände treten während des Schaltvorganges nacheinander auf. Dies wird bedingt durch den schnelleren Verlauf der reversiblen Vorgänge bei den nicht geschalteten Kernen. Bei einem gegebenen Kerntyp hängt ihr Größenverhältnis vom Aufbau des Speichers ab, vom Verhältnis der Zahl der Kerne z, die maximal von einer Treiberstufe geschaltet werden müssen und von der Zahl m der auf einen Draht aufgefädelten Kerne insgesamt.

Zum Ermitteln des Spannungsbedarfs muß der Spannungsabfall an den aktivierten und halbaktivierten Kernen bekannt sein. Für einen mit $I_m/2$ erregten Kern ergibt sich der Spannungsabfall aus Gleichung (6).

$$L_{r\,ges} = m \cdot L_r$$

ist die gesamte reversible Induktivität einer Zeile bzw. Spalte, wenn keiner der auf dem Draht befindlichen Kerne geschaltet wird.

Um eine nennenswerte Abflachung des von der Treiberstufe gelieferten Impulses zu vermeiden, muß im Zeilen- bzw. Spaltenkreis ein ohmscher Widerstand von der Größe

$$R > \frac{m \cdot L_r}{t_{an}} \qquad (10)$$

vorhanden sein, d. h. $L_{r\,ges}/R$ muß kleiner sein, als die Anstiegszeit t_{an} der Treiberimpulse. Bei niedrigem Innenwiderstand der Treiberstufe, wie er im allgemeinen bei Transistortreiberstufen gegeben ist, muß zum Verringern der Zeitkonstanten noch ein ohmscher Widerstand in Reihe geschaltet werden, damit die Bedingung nach Gleichung (10) erfüllt wird.

Entsprechend der Schaltzeit der Kerne verläuft die Gegenspannung langsamer. Für sie sind die Ummagnetisierungsverluste und die Belastung des Kernes bestimmend. Im Leerlauf entspricht die Gegenspannung der maximal induzierten Ausgangsspannung U_L' (s. Abschn. ,,Das Ersatzschaltbild"). Die Gegenspannung ergibt sich daraus bei z geschalteten Kernen zu

$$U_K = z \cdot U_L'$$

Beim Betrieb eines Speichers kann die Zahl der geschalteten Kerne zwischen Null und z liegen. Demzufolge liegt auch die irreversible Gegenspannung einer Zeile bzw. Spalte zwischen Null und U_K. Der Wirkwiderstand kann analog zum Vorhergehenden daher zwischen

$$\Delta R = \pm R_K \frac{z}{2} = \pm z \frac{U_L'}{I_m} \qquad (11)$$

liegen. Liegt der Innenwiderstand der Treiberquelle genügend hoch über ΔR, so erhält man die für die Arbeitsweise des Speichers erforderliche Konstanz der Zeilen- bzw. Spaltenimpulse. Für den Reihenwiderstand ergibt sich also die zweite Bedingung:

$$R \gg z \frac{U_L'}{I_m} \qquad (12)$$

Maßgebend für die Dimensionierung von R ist von den beiden Bedingungen diejenige, die den größeren Wert liefert. Bei Koinzidenzbetrieb ist dieser im allgemeinen der durch die induktive Gegenspannung gelieferte Wert von (10).

Beispiel:

Gegeben sind 40 Matrizen mit 32 × 32 Kernen vom Typ FXC 6 B1, weiterhin betragen

$$m = 1280$$
$$z = 40$$
$$I_m/2 = 225\ \text{mA}$$
$$t_r = 0{,}5\ \mu\text{s}$$
$$R\ \text{aus}\ (10) = 100\ \Omega$$
$$R\ \text{aus}\ (12) = 10\ \Omega$$

Mit dem verwendeten Wert von $R = 100\ \Omega$ ergibt sich die benötigte Treiberspannung zu 22,5 V.

Wie bereits erwähnt, muß bei niederohmigen Treiberstufen z. B. Transistoren ein zusätzlicher Reihenwiderstand in die Zeilen- bzw. Spaltendrähte geschaltet werden, an dem ein Vielfaches der Gegenspannung der Kerne abfällt. Dadurch tritt neben das Stromproblem bei Transistortreiberstufen noch zusätzlich das Spannungsproblem.

Treiberstufen für Kernspeicher auf Transistorbasis

Die zu Treiberstufen für Kernspeicher eingesetzten Transistoren müssen den zur Ummagnetisierung des Speicherkernes erforderlichen Stromimpuls liefern. Dabei kommt es auf die Amplitude, die Anstiegszeit und auf die Dauer des Impulses an. Da Transistoren einen kleinen Ausgangswiderstand haben, müssen für den vorliegenden Verwendungszweck gemäß dem vorangegangenen Abschnitt ,,Spannungsbedarf" in Reihe zu den als Schaltern benutzten Transistoren Widerstände gelegt werden. Hierdurch werden hohe Kollektorspannungen erforderlich. Somit werden an die zu Treiberstufen benutzten Transistoren hohe Anforderungen hinsichtlich der maximalen Kollektorspitzenströme, an die Größe der Schaltzeit, des Speichereffektes und an die maximal zulässige Kollektorspannung gestellt. Durch die hohe Strombelastung im eingeschalteten Zustand ist die Größe der Kollektorrestspannung und der Kollektorverlustleistung von besonderer Bedeutung.

Kollektor-Speisespannung

An dem zur Stromstabilisierung benötigten Reihenwiderstand tritt ein größerer Spannungsabfall auf. Dies führt u. U. bei größeren Kernspeichern zum Überschreiten der zulässigen Kollektorspannung der üblichen HF-Flächentransistoren. Im folgenden werden einige der zum Herabsetzen der Kollektorspeisespannung führenden Möglichkeiten angeführt.

1. Rechteckige Matrizen anstelle quadratischer Matrizen

Hierbei werden die Kerne im Speicher derart aufgeteilt, daß lange Spalten und kurze Zeilen entstehen. Die Spalten-Treibertransistoren können lange und flache Impulse liefern, so daß die induktive Gegenspannung trotz hoher Kernzahl gering bleibt. Ist der Endwert des Spaltenstromes erreicht, so wird ein kurzer Zeilenimpuls eingetastet, der eine große Steilheit besitzt. Je Kern liefert dieses nun zwar eine hohe induktive Gegenspannung, doch ist hierbei die Anzahl der Kerne in der Zeile gering, so daß die zulässige Kollektorspannung nicht überschritten wird. Nachteilig bei dieser Möglichkeit ist, daß bei Abweichung von der quadratischen Matrixform bei gleicher Speicherkapazität mehr Treiberstufen erforderlich sind.

2. Stromstabilisierung durch nichtlineare Widerstände

Die Kollektorspannung läßt sich durch Einsetzen nichtlinearer Widerstände als Vorwiderstand verringern. Der Widerstand muß mit zunehmendem Strom ansteigen. Zur Stromstabilisierung läßt sich auch die Sättigung von Ferritkernen ausnutzen, die als Vorschaltdrosseln geschaltet sind.

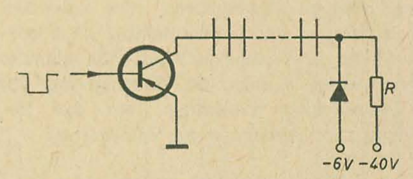


Bild 12: Stromstabilisierung durch eine Diode

3. Stromstabilisierung durch Dioden

Ist der Spannungsbedarf nach Gleichung (12) festgelegt, so kann durch eine entsprechend vorgespannte Diode entsprechend Bild 12 die Speisespannung bis nahezu dem Wert heruntergesetzt werden, der an den geschalteten Kernen maximal abfällt. Ist der Transistor gesperrt, so hält die Diode die Kollektorspannung fest auf —6 V. Bei eingeschaltetem Transistor wird der Spannungsabfall über der Zeile positiver als —6 V. Hierdurch aber wird die Diode gesperrt und als Treiberquelle

treten jetzt die —40 V über den Vorwiderstand R in Erscheinung.

4. Stromstabilisierung durch Gegenkopplung

Im Bild 13 beträgt beim Anlegen des negativen Steuerimpulses U_i infolge der Gegenkopplung durch den Emitterwiderstand R_E der Kollektorstrom annähernd

$$I_C = \frac{U_i - U_{Batt.\,2}}{R_E}$$

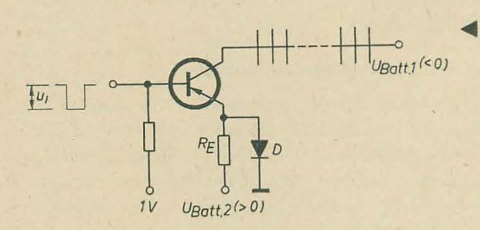


Bild 13: Stromstabilisierung durch Gegenkopplung

Der Kollektorstrom ist fast unabhängig von der Kollektorspannung und den Transistoreigenschaften. Über dem Speicher kann demzufolge ohne Einfluß auf I_C der Spannungsabfall zwischen Null und $U_{Batt.\,1}$ schwanken. Dadurch ist die Stromstabilisierung auf eine konstante Eingangsspannung U_i zurückgeführt. Da der Transistor hierbei im A-Betrieb arbeitet, treten erhebliche Kollektorverlustleistungen auf. Durch die Diode wird die Emitterspannung auf der Diodenrestspannung gehalten, wodurch der Transistor trotz der positiven Emittervorspannung in Ruhestellung gesperrt ist.

Flankensteilheit und Speichereffekt

Im allgemeinen ist eine Übersteuerung der Transistoren erforderlich, um die benötigte Flankensteilheit zu erreichen. Dabei kann der Speichereffekt mit wachsendem Basisstrom störend in Erscheinung treten.

Da der Schaltstrom mindestens so lange dauern muß, wie die Schaltzeit der Speicherkerne beträgt, entspricht die Impulsdauer üblicherweise der drei- bis fünffachen Anstiegszeit. Eine längere Impulsdauer würde einerseits die Arbeitsgeschwindigkeit des Speichers verringern, andererseits aber die Verlustleistung des Treibertransistors vergrößern. Der Ummagnetisierungsvorgang würde dadurch nicht beeinflußt. Stark streuende Speichereffekte, wie sie z. B. zwischen den verschiedenen Exemplaren des gleichen Transistortyps noch unvermeidlich sind, wirken daher u. U. sehr störend. Für schnelle Kernspeicher ist daher eine Verringerung des Speichereffektes notwendig. Aus der Beziehung zum Berechnen der Speicherzeit

$$\tau_s \approx \ln\left(\frac{-I_{BX}' + I_{BY}}{-I_{BX} + I_{BY}}\right)$$

geht hervor, daß der Basisstrom I_{BY} vergrößert werden muß, um den schädlichen Einfluß des großen Steuerstromes I_{BX}' auszugleichen. Bild 14 zeigt hierfür ein Schaltbeispiel. Von der Vorstufe T_1 wird der Treibertransistor T_2 geöffnet. In Ruhestellung ist T_1 leitend. Durch das Steuersignal wird T_1 gesperrt. Durch seine auf die Kollektorspeisespannung U_{Batt}. absinkende Kollektorspannung wird T_2 geöffnet. Der Basisstrom nimmt infolge der Spannungsteilung über R und L schnell ab. T_2 muß für die Impulsdauer mit ausreichender Sicherheit durch entsprechende Bemessung der Schaltung ausgesteuert werden. Beim Öffnen von T_1 sinkt dessen Kollektorspannung auf die Restspannung ab, so daß aus L zunächst ein starker positiver Strom in die Basis von T_2 fließt, wodurch die Überschußladung im Basisraum schnell abgebaut wird. Der Speichereffekt kann damit in der Praxis bis auf ein Fünftel verringert werden.

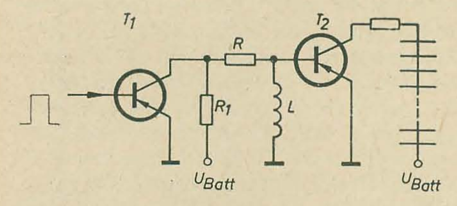


Bild 14: Speicherzeitverringerung durch Induktivität an der Basis

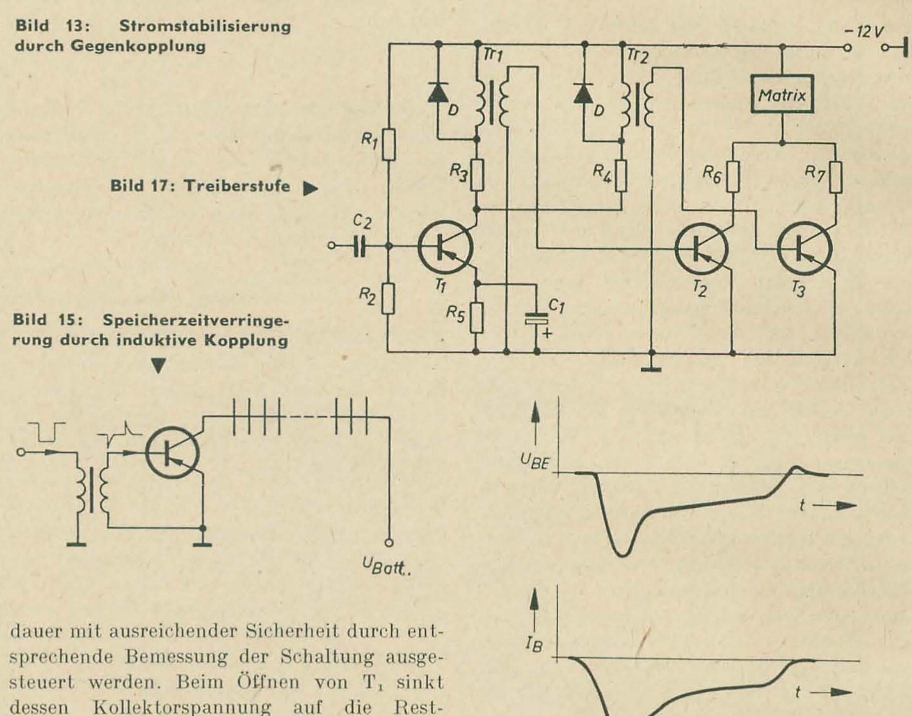


Bild 17: Treiberstufe

Bild 15: Speicherzeitverringerung durch induktive Kopplung

Werden die Steuerimpulse über einen Transformator angekoppelt, wie dies im Bild 15 der Fall ist, so wird eine ähnliche Wirkung erreicht. Der Eingangsimpuls wird hierbei differenziert und die Rückflanke liefert den gewünschten positiven Impuls, durch den die Speicherzeit sehr vermindert wird.

Temperaturkompensation

Wie bereits erwähnt, sind die magnetischen Eigenschaften von Ferritkernen temperaturabhängig. Die Schaltzeit z. B. wird mit zunehmender Temperatur kürzer, während die Ausgangsspannung anwächst. In dem im allgemeinen interessierenden Temperaturbereich von etwa 20 ··· 50 °C nimmt der optimale Schaltstrom linear zu der steigenden Temperatur ab. Zur Verminderung dieses Temperatureinflusses muß die Temperatur entweder stabilisiert werden, oder aber der Treiberstrom wird mit einem entsprechenden Temperaturkoeffizienten versehen, wie dies im Bild 16 dargestellt ist. R_2 ist ein temperaturabhängiger Widerstand. Die Kollektorspeisespannung $U_{Batt.}'$ wird über den aus R_1 und R_2 gebildeten Spannungsteiler aus $U_{Batt.}$ gewonnen. R_2 wird mit zunehmender Temperatur kleiner. Die Temperaturabhängigkeit der Speicherkerne läßt sich durch entsprechende Wahl von R_1 und R_2 kompensieren.

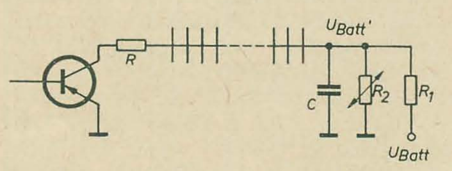


Bild 16: Temperaturkompensation durch NTC-Widerstand

Bild 18: Spannungen und Ströme von T_2 und T_3 des Bildes 17

Treiberstufe

Im Bild 17 ist eine komplette Treiberstufe dargestellt. T_1 ist durch den Spannungsteiler R_1, R_2 im Ruhezustand leitend, wobei durch die beiden Primärwicklungen der Transformatoren Tr_1 und Tr_2 ein Ruhestrom fließt (etwa 10 mA). Die Widerstände R_3 und R_4 verringern die Kollektorspannung. Hierdurch wird die Kollektorverlustleistung genügend klein gehalten. Durch die Überbrückung des Emitterwiderstandes R_5 mit C_1 ergibt sich ein verhältnismäßig niederohmiger Eingangswiderstand, und es genügt ein kleiner positiver Eingangsimpuls, um T_1 zu sperren. T_2 und T_3 werden durch die Sekundärspannung der beiden Transformatoren bis in die Sättigung ausgesteuert. Die von der Treiberstufe zu liefernde Stromamplitude liegt im allgemeinen über 300 mA, so daß es zweckmäßig ist, wie im Bild 17, zwei Transistoren parallel zu schalten. Damit der Kollektorstrom die notwendige Anstiegszeit erhält, müssen die Basisströme ausreichend groß sein. Im Bild 18 sind die Ströme und Spannungen für die beiden Treibertransistoren T_2 und T_3 dargestellt.

Leseverstärker

Mit dem Leseverstärker soll durch den beim Lesen eines „L"-induzierten Ausgangsimpulses die Flip-Flop-Stufe des Registers geschaltet werden. Die beim Lesen auftretenden Störimpulse dürfen hingegen die Stellung des Flip-Flop nicht beeinflussen. Beim Lesen eines „L" tritt infolge der Erregung mit $-I_m/2$ der Kerne in der ausgewählten Zeile und Spalte im Lesedraht eine aufsummierte Störspannung auf. Die Kerne, die ein „L" enthalten, tragen hierzu mehr bei als die im „0"-Zustand befindlichen Kerne. Ferner tritt noch eine Störspannung beim Lesen einer „0" auf.

Der Verstärker darf im übrigen die beim Schreiben im Lesedraht erzeugte Spannung nicht verstärken bzw. übertragen.

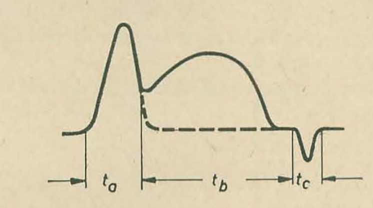


Bild 19: Lesespannung am Lesedraht

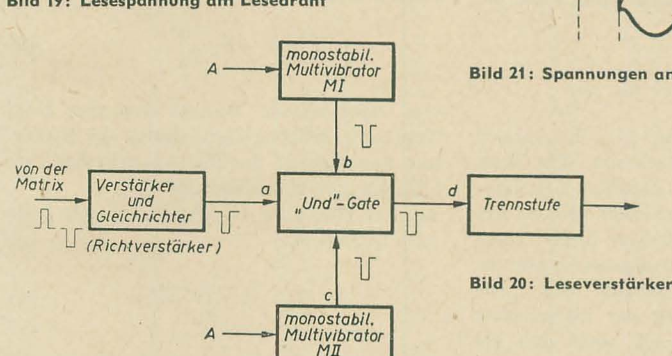


Bild 20: Leseverstärker

Bild 19 zeigt die Ausgangsspannung am Lesedraht beim Lesen eines in einer Matrix befindlichen Kernes. Die Spannung während t_a stellt den nicht kompensierten Rest der schnellen Induktionsspannungen in den mit $-I_m/2$ erregten Kernen dar. Im Zeitabschnitt t_b ist die vollausgezogene Kurve die Ausgangsspannung des ausgewählten Kernes beim Lesen eines „L", die gestrichelte Kurve beim Lesen einer „0". Die im Zeitabschnitt t_c auftretende Spannung stammt vom Zurückfallen der Kerne auf die Remanenz bei Beendigung der Erregung.

Zum Verringern der Störimpulse wird der Lesedraht meistens diagonal durch die Matrix geführt. Dadurch wechselt die Ausgangsspannung von Kern zu Kern ihre Polarität. Daher ist es erforderlich, daß der Verstärker als Richtverstärker (s. Blockschaltbild Bild 20) ausgelegt wird. Ferner muß der Verstärker eine Einrichtung besitzen, die die beim Schreiben im Lesedraht induzierten Spannungen unwirksam macht, d. h. der Verstärker wird lediglich beim Lesen aufgetastet.

Die während t_a und t_b im Bild 19 auftretenden Ausgangsspannungen lassen sich amplitudenmäßig nicht trennen, wenn die Störspannung einer größeren Matrix in die Größenordnung der Nutzspannung im Zeitabschnitt t_b gelangt. Hierfür muß eine zeitliche Trennung vorgenommen werden, indem der Verstärker nur für den Zeitabschnitt t_b aufgetastet wird. Dazu dienen die beiden monostabilen Multivibratoren M_I und M_{II} im Bild 20. Sie arbeiten auf ein „Und"-Gatter über die Eingänge b und c, während über den Eingang a der vom Richtverstärker verstärkte Leseimpuls eingespeist wird. Die beiden Multivibratoren werden durch den Abfrageimpuls ausgelöst, der zum Erzeugen des Leseausgangsimpulses der Matrix dient. Die drei auf das „Und"-Gatter wirkenden Eingangsspannungen und dessen Ausgangsspannung sind im Bild 21 dargestellt. Der Impuls von M_I hat die Breite t_a

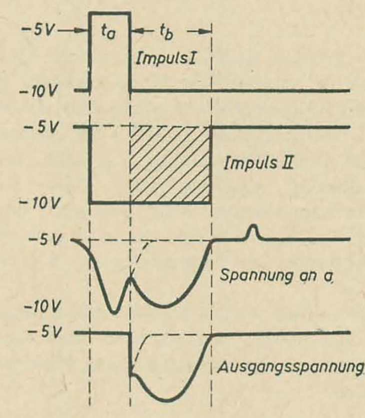


Bild 21: Spannungen am Leseverstärker

und der Impuls von M_{II} die Breite bzw. Zeitdauer $t_a + t_b$. Hierdurch wird die Zeitdauer t_b sauber herausgeschnitten. Liegt zu dieser Zeit vom Richtverstärker über dem Eingang a ein Leseimpuls am „Und"-Gatter, so wird am Ausgang des „Und"-Gatters nur der Teil t_b dieses Leseimpulses erscheinen. Da beim Schreiben die beiden monostabilen Multivibratoren nicht geschaltet werden, bleibt das „Und"-Gatter gesperrt, so daß kein am Eingang a liegender Impuls das Gatter passieren kann.

Über eine Trennstufe wird durch den Ausgangsimpuls der Flip-Flop geschaltet und der aus der Matrix gelesene Wert statisch gespeichert. Der Schaltzustand des Flip-Flop kann z. B. optisch durch eine Glühlampe angezeigt werden.

Zusammenfassung

In diesem Beitrag wurden die speziellen Probleme behandelt, die beim Verwenden von Rechteck-Ferrit-Ringkernen als Bauelemente für elektronische Ziffernrechenmaschinen auftreten, ohne daß hierbei auf die physikalischen Grundlagen und die genauen Daten eingegangen wurde, da dies für das Verständnis der in den technischen Datenblättern enthaltenen Angaben nicht unbedingt erforderlich ist. Es wurden die statischen und dynamischen Eigenschaften betrachtet, die für die Anwendung der Ferritringkerne in Rechenmaschinen von Bedeutung sind.

Literatur

[1] H. P. J. Wijn: Bedingungen für eine rechteckige Hysteresisschleife bei Ferriten; Phil. Techn. Rdsch. 16 (1954/55) S. 124

[2] H. Billing: Schaltkreis- und Speichertechnik; Nachrichtentechn. Fachber. 5 (1956) S. 47

[3] O. Eckert: Gütebeurteilung von Rechteckferriten für elektronische Rechenmaschinen; Elektr. Rdsch. 9 (1955) S. 371

[4] G. Haas: Grundlagen und Bauelemente elektronischer Ziffernrechenmaschinen; Phil. Techn. Bibliothek 1961

[5] H. von der Heide, H. G. Bruijning, H. P. J. Wijn: Schaltzeiten bei Ferriten mit rechteckiger Hysteresisschleife; Phil. Techn. Rdsch. 18 (1956) S. 334

[6] K. Herold: Ferrite und Titanate in Steuerelementen für Schalt- und Speichergeräte; NTF 5 (1956) S. 111

[7] H. Gilbert: Einiges über Rechen- und Schaltkreistechnik mit Ferritringkernen; NTF 4 (1965) S. 115

[8] H. J. Heijn u. N. C. de Troye: Ein Verfahren zum schnellen Lesen von Magnetringspeichern; Phil. Techn. Rdsch. 20 (1958/59) S. 202

Der Transistorvierpol und seine Beziehung zur Vierpoltheorie

Teil 2 und Schluß

JOHANNES BRÜX

An Hand der Leitwertgleichungen soll zunächst gezeigt werden, wie man ohne eine bekannte Vierpolschaltung die Gleichungen herleiten kann.

Betrachtet man im Bild 5 die Größen $\mathfrak{J}_1$, $\mathfrak{J}_2$ und $\mathfrak{U}_1$, $\mathfrak{U}_2$ als Wechselgrößen, so kann die Ableitung als Differentiation von Funktionen zweier Veränderlicher erfolgen, weil Wechselgrößen als Differenzgrößen angesehen werden können.

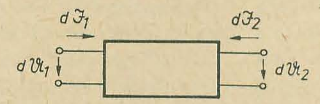


Bild 5: Vierpol mit Ein- und Ausgangsgrößen

Für die Leitwertgleichungen kann man nach Bild 5 ansetzen:

$$\mathfrak{J}_1 = f(\mathfrak{U}_1, \mathfrak{U}_2)$$
$$\mathfrak{J}_2 = f(\mathfrak{U}_1, \mathfrak{U}_2)$$

Das ergibt die partiellen Differentialquotienten:

$$d\mathfrak{J}_1 = \frac{\partial \mathfrak{J}_1}{\partial \mathfrak{U}_1} d\mathfrak{U}_1 + \frac{\partial \mathfrak{J}_1}{\partial \mathfrak{U}_2} d\mathfrak{U}_2$$
$$d\mathfrak{J}_2 = \frac{\partial \mathfrak{J}_1}{\partial \mathfrak{U}_1} d\mathfrak{U}_1 + \frac{\partial \mathfrak{J}_1}{\partial \mathfrak{U}_2} d\mathfrak{U}_2 \qquad (16)$$

Die vorstehenden Differentialquotienten erkennt man sofort als Leitwerte. Sie sollen mit kleinen lateinischen Buchstaben y_{11}, y_{12}, y_{21} und y_{22} geschrieben werden. Läßt man $d\mathfrak{J}$ und $d\mathfrak{U}$ zu i und u „zusammenschrumpfen" so geht Gleichung (16) über in

$$i_1 = y_{11} \cdot u_1 + y_{12} \cdot u_2$$
$$i_2 = y_{21} \cdot u_1 + y_{22} \cdot u_2 \qquad (17)$$

Auf dem gleichen Wege ist eine Vierpolgleichung ableitbar, wobei $\mathfrak{U}_1$ und $\mathfrak{J}_2$ Veränderliche von $\mathfrak{J}_1$ und $\mathfrak{U}_2$ sind.

Der Ansatz lautet:

$$\mathfrak{U}_1 = f(\mathfrak{J}_1, \mathfrak{U}_2)$$
$$\mathfrak{J}_2 = f(\mathfrak{J}_1, \mathfrak{U}_2)$$

Das ergibt die partiellen Differentialquotienten

$$d\mathfrak{U}_1 = \frac{\partial \mathfrak{U}_1}{\partial \mathfrak{J}_1} d\mathfrak{J}_1 + \frac{\partial \mathfrak{U}_1}{\partial \mathfrak{U}_2} d\mathfrak{U}_2$$
$$d\mathfrak{J}_2 = \frac{\partial \mathfrak{J}_2}{\partial \mathfrak{J}_1} d\mathfrak{J}_1 + \frac{\partial \mathfrak{J}_2}{\partial \mathfrak{U}_2} d\mathfrak{U}_2 \qquad (18)$$

Jetzt erscheint der Charakter der Differentialquotienten unklar. In der ersten Zeile ist der erste Quotient ein Widerstand, und der zweite Quotient ist dimensionslos. Das gleiche trifft auch für den ersten Quotienten in der zweiten Zeile zu. Der zweite Quotient in der zweiten Zeile ist ein Leitwert. Es ist keine Vierpolschaltung vorstellbar, an der dieses Durcheinander von verschiedenen Koeffizienten (Widerstand, Leitwert und dimensionslos), ableitbar wäre. Diese vier Differentialquotienten sind gemischt oder hybrid. Von diesem Worte stammen auch die Bezeichnungen der h-Parameter h_{11}, h_{12}, h_{21} und h_{22}.

Für $d\mathfrak{J}$ und $d\mathfrak{U}$ werden wieder i und u eingesetzt. Mit diesen Festsetzungen wird Gleichung (18) nun in der endgültigen Form geschrieben.

$$u_1 = h_{11} \cdot i_1 + h_{12} \cdot u_2$$
$$i_2 = h_{21} \cdot i_1 + h_{22} \cdot u_2 \qquad (1)$$

Das ist wieder Gleichung (1), die speziell den Transistorvierpol beschreibt. Für diese Gleichung hat man nun natürlich nachträglich ein Ersatzschaltbild zeichnen können, das man auch in der Fachliteratur findet. Diese Form gestattet es, alle Aufgaben besser zu lösen, als mit der Widerstands- oder Leitwertform. Die Bedeutung der h-Parameter kommt dann zum Ausdruck, wenn man die Glieder auf der rechten Seite der Reihe nach Null setzt. Das war auch die Bedingung der Gleichungen (10) und (13). Mit diesem Kunstgriff erhält man die Definitionsgleichungen der vier Parameter:

$$h_{11} = \left(\frac{u_1}{i_1}\right)_{u_2 = 0} [\Omega]$$

Eingangswiderstand bei kurzgeschlossenem Ausgang

$$h_{12} = \left(\frac{u_1}{u_2}\right)_{i_1 = 0} [-]$$

Spannungsrückwirkung bei offenem Eingang

$$h_{21} = \left(\frac{i_2}{i_1}\right)_{u_2 = 0} [-]$$

Stromverstärkung bei kurzgeschlossenem Ausgang

$$h_{22} = \left(\frac{i_2}{u_2}\right)_{i_1 = 0} [S]$$

Ausgangsleitwert bei offenem Eingang

Die wichtigste Kenngröße ist h_{21}, die Stromverstärkung des Transistors.

Anwendung der Gleichung (1) für den Betriebsfall

Aus den h-Parametern lassen sich die Betriebsgrößen berechnen. Das bedeutet, daß der Transistorvierpol eingangs- und ausgangsseitig angepaßt betrieben wird, wie Bild 6 zeigt.

Nachfolgend soll die Stromverstärkung bei Belastung durch einen Widerstand R_a, bzw. bei eingangs- und ausgangsseitiger Anpassung, berechnet werden.

Der Stromverstärkungsfaktor α ist definiert

$$\alpha = \frac{i_2}{i_1} \qquad (19)$$

Nach Bild 6 ist

$$i_2 = -\frac{u_2}{R_a} \qquad (20)$$

Das Minuszeichen stammt von der beim Transistor üblichen Zählrichtung der Ströme und Spannungen. Im Bild 6 macht der Umlaufpfeil darauf aufmerksam.

Aus der Gleichung (1) wird die zweite Zeile nach i_1 aufgelöst:

$$i_1 = \frac{i_2 - h_{22} \cdot u_2}{h_{21}} \qquad (21)$$

Die Gleichungen (20) und (21) werden in Gleichung (19) eingesetzt:

$$\alpha = \frac{i_2}{i_1} = \frac{-\dfrac{u_2}{R_a}}{\dfrac{i_2 - h_{22} \cdot u_2}{h_{21}}} = \frac{-u_2 \cdot h_{21}}{R_a (i_2 - h_{22} \cdot u_2)}$$

Im Klammerausdruck des Nenners ersetzt man i_2 durch $-u_2/R_a$. Das ergibt:

$$\alpha = \frac{-u_2 \cdot h_{21}}{R_a \left(-\dfrac{u_2}{R_a} - h_{22} \cdot u_2\right)} = \frac{-u_2 \cdot h_{21}}{-u_2 - R_a \cdot h_{22} \cdot u_2}$$
$$= \frac{-u_2 \cdot h_{21}}{-u_2 (1 + R_a \cdot h_{22})}$$

Im Zähler und Nenner wird $-u_2$ gekürzt. Damit steht nun der Ausdruck für die Stromverstärkung zur Verfügung.

$$\alpha = \frac{h_{21}}{1 + R_a \cdot h_{22}}$$



Bild 6: Abgeschlossener Transistorvierpol mit Ein- und Ausgangsgrößen

Abschließend soll der optimale Eingangswiderstand und der optimale Ausgangswiderstand bestimmt werden. Nach Gleichung (11) und Bild 6 ist

$$\mathfrak{Z}_1 = \sqrt{\mathfrak{W}_{10} \cdot \mathfrak{W}_{1K}} \text{ und } \mathfrak{Z}_2 = \sqrt{\mathfrak{W}_{20} \cdot \mathfrak{W}_{2K}} \quad (11)$$

$\mathfrak{W}_{10}$ ist der Quotient von u_1 zu i_1 bei $i_2 = 0$.

$$\mathfrak{W}_{10} = \left(\frac{u_1}{i_1}\right)_{i_2 = 0} \quad (22)$$

Ferner ist

$$\mathfrak{W}_{1K} = \left(\frac{u_1}{i_1}\right)_{u_2 = 0} = h_{11} \quad (23)$$

Man erhält den optimalen Eingangswiderstand $R_{g\,opt}$, indem die Gleichungen (22) und (23) in Gleichung (11) eingesetzt werden. Zuvor sind einige Umformungen nötig. Von Gleichung (1) wird die zweite Zeile gleich Null gesetzt und nach u_2 aufgelöst:

$$0 = h_{21} \cdot i_1 + h_{22} \cdot u_2$$

$$u_2 = -\frac{h_{21} \cdot i_1}{h_{22}}$$

Dieser Ausdruck wird in Gleichung (1) in die erste Zeile für u_2 eingesetzt.

$$u_1 = h_{11} \cdot i_1 - h_{12} \frac{h_{21} \cdot i_1}{h_{22}}$$

$$u_1 = i_1 \left(h_{11} - \frac{h_{12} \cdot h_{21}}{h_{22}}\right)$$

Bringt man i_1 auf die linke Seite, so erhält man den Ausdruck für $\mathfrak{W}_{10}$ bei $i_2 = 0$.

$$\mathfrak{W}_{10} = \left(\frac{u_1}{i_1}\right)_{i_2 = 0} = h_{11} - \frac{h_{12} \cdot h_{21}}{h_{22}}$$

Versieht man die rechte Seite mit einen gemeinsamen Nenner, so lautet die Gleichung:

$$\mathfrak{W}_{10} = h_{11} - \frac{h_{12} \cdot h_{21}}{h_{22}} = \frac{h_{11} \cdot h_{22} - h_{12} \cdot h_{21}}{h_{22}} = \frac{\Delta h}{h_{22}} \quad (22a)$$

Dieses Ergebnis bietet Gelegenheit, die Matrix-Schreibweise anzudeuten. Die h-Matrix aus Gleichung (2) lautet:

$$\begin{pmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{pmatrix}$$

Die vier Matrixelemente sind eine Determinante innerhalb der Gleichung (2). Ihr Wert ist nach der Regel von Sarrus:

$$h_{11} \cdot h_{22} - h_{12} \cdot h_{21} = \Delta h$$

In Worten: Δh ist das Produkt der Hauptdeterminante minus dem Produkt der Nebendeterminante.
Der eben abgeleitete Ausdruck ist der Zähler von Gleichung (22a). Um Schreibarbeit zu sparen, wird ihr Wert als Δh geschrieben.

$$R_{g\,opt} = \sqrt{\frac{\Delta h \cdot h_{11}}{h_{22}}}$$

Es werden die Gleichungen (22a) und (23) in Gleichung (11) eingesetzt, und man erhält $R_{g\,opt}$.

Den optimalen Ausgangswiderstand erhält man in analoger Rechnung:

$$\mathfrak{Z}_2 = \sqrt{\mathfrak{W}_{20} \cdot \mathfrak{W}_{2K}}$$

Es bedeuten im einzelnen:

$$\mathfrak{W}_{20} = \left(\frac{u_2}{i_2}\right)_{i_1 = 0} \triangleq \frac{1}{h_{22}} \quad (24)$$

$$\mathfrak{W}_{2K} = \left(\frac{u_2}{i_2}\right)_{u_1 = 0} \quad (25)$$

Gleichung (1) wird für die Bedingung der Gleichung (25) umgeformt.
Die erste Zeile der Gleichung (1) gleich Null setzen und nach i_1 auflösen:

$$i_1 = \frac{-h_{12} \cdot u_2}{h_{11}}$$

Dieser Ausdruck wird in die zweite Zeile der Gleichung (1) für i_1 eingesetzt:

$$i_2 = -\frac{h_{21} \cdot h_{12} \cdot u_2}{h_{11}} + h_{22} \cdot u_2$$

Es wird u_2 ausgeklammert und der Quotient u_2/i_2 gebildet:

$$i_2 = u_2 \left(h_{22} - \frac{h_{21} \cdot h_{12}}{h_{11}}\right) = u_2 \cdot \frac{\Delta h}{h_{11}}$$

$$\frac{u_2}{i_2} = \frac{h_{11}}{\Delta h} = \mathfrak{W}_{2K} \quad (25a)$$

Die Gleichungen (24) und (25a) werden nun in die Gleichung (11) eingesetzt, und man erhält:

$$R_{a\,opt} = \sqrt{\frac{h_{11}}{\Delta h \cdot h_{22}}}$$

Alle Betriebsformeln findet man in der Fachliteratur gebrauchsfertig abgeleitet. Die h-Parameter werden entsprechend der drei Schaltungsarten des Transistors unterschieden in:

$h_{11b} \cdots h_{22b}$ entsprechend der Basisschaltung

$h_{11e} \cdots h_{22e}$ entsprechend der Emitterschaltung

$h_{11c} \cdots h_{22c}$ entsprechend der Kollektorschaltung

Für diese drei Grundschaltungen findet man in der Fachliteratur Tabellen, die den Zusammenhang der h_b- h_e- und h_c-Parameter erklären.
Die Werte der h-Parameter entnimmt man den Kennlinienfeldern des betreffenden Transistors im Arbeitspunkt. Die h-Parameter sind im Arbeitspunkt als Differentialquotient und damit als Tangente an der Kurve aufzufassen.
In den Kennlinienfeldern eines Transistors, in der am meisten angewandten Emitterschaltung, bedeuten:

1. Quadrant

$$\tan \tau = \left(\frac{\partial I_C}{\partial U_{CE}}\right)_{I_B = \text{konst}} = \left(\frac{i_c}{u_{ce}}\right)_{i_b = 0} = h_{22e}$$

2. Quadrant

$$\tan \varphi = \left(\frac{\partial I_C}{\partial I_B}\right)_{U_{CE} = \text{konst}} = \left(\frac{i_c}{i_b}\right)_{u_{ce} = 0} = h_{21e}$$

3. Quadrant

$$\tan \psi = \left(\frac{\partial U_{BE}}{\partial I_B}\right)_{U_{CE} = \text{konst}} = \left(\frac{u_{be}}{i_b}\right)_{u_{ce} = 0} = h_{11e}$$

4. Quadrant

$$\tan \vartheta = \left(\frac{\partial U_{BE}}{\partial U_{CE}}\right)_{I_B = \text{konst}} = \left(\frac{u_{be}}{u_{ce}}\right)_{i_b = 0} = h_{12e}$$

Schlußbetrachtung

Wenn bei der Entwicklung von Transistorschaltungen häufig das Experiment der Berechnung vorgezogen wird, so liegt das meist an der mangelnden Beziehung zur Gleichung (1), die Gegenstand der Betrachtungen war.
Um Verständnis für Gleichung (1) zu erlangen, wurden zunächst die Eigenschaften und Kenngrößen eines Vierpols dargestellt. Anhand eines T-Gliedes wurde die allgemeinste Form der Vierpolgleichungen — Gleichungen (10) — gewonnen. Aus den Gleichungen (10) konnten die Leitwertgleichungen (13) abgeleitet werden. Außer diesen beiden Gleichungssystemen gibt es noch eine Anzahl anderer Vierpolgleichungen. Alle Gleichungen beschreiben mit ihren Koeffizienten den Vierpol vollständig. Die Koeffizienten $\mathfrak{W}$, $\mathfrak{Y}$, h usw. unterscheiden die Vierpolgleichungen voneinander. Die Spannungen werden als Funktionen der Ströme und umgekehrt dargestellt. Bei den h-Parametern treten die Größen vermischt als Funktionen der übrigen Größen auf. Welches Gleichungssystem das zweckmäßigste ist, hängt von der jeweiligen Aufgabe ab. Das Gleichungspaar der h-Form ist für die Beschreibung des Transistorvierpols am geeignetsten. Durch Ableitung von Funktionen zweier Veränderlicher wurde Gleichung (1) gewonnen, weil hierfür keine Schaltung zur Verfügung steht, um mit den Kirchhoff'schen Regeln zu rechnen. Aus den h-Parametern lassen sich alle Ausdrücke für die Betriebsgrößen einer Transistorschaltung herleiten. Die h-Parameter haben nur Gültigkeit für die Kleinsignalverstärkung des Transistors.

Literatur

[1] R. Feldtkeller: Einführung in die Vierpoltheorie der elektrischen Nachrichtentechnik; S. Hirzel Verlag, Leipzig

[2] J. Dosse: Der Transistor, ein neues Verstärkerelement; R. Oldenburg Verlag, München

[3] Manfred Pulvers: Transistortechnik; radio und fernsehen 2, 4, 6, 8, 10, 12, 14, 16, 18, 20, 22, 24 (1960)

[4] K. Kretzer: Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker, IV. Band, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH Berlin-Borsigwalde

Neue Halbleiter und ihre Anwendungen

Die Weiterentwicklung der Mesa-Transistoren hat bei Siemens zu dem pnp-Germanium-Mesatyp AF 139 mit einer oberen Grenzfrequenz von 800 MHz geführt. Bei diesem Transistor im Normgehäuse TO-18 sind alle Elektroden vom Gehäuse elektrisch isoliert und das Gehäuse selbst an einen vierten Kontakt gelegt. Der Typ AF 139 eignet sich für die Verwendung in UHF-Vorstufen, in Misch- und Oszillatorstufen für den Frequenzbereich bis 800 MHz. Der Wärmewiderstand zwischen Kollektorsperrschicht und ruhender umgebender Luft beträgt etwa 1,2 °C/mW. Für den Arbeitspunkt $-I_C = 1{,}5$ mA und $-U_{CE} = 12$ V gelten folgende Kennwerte:

Bei f = 800 MHz und $R_G = 60\ \Omega$ ist der Rauschfaktor $F = 7{,}5\ kT_0$, die Frequenz $f\beta_1$ beträgt 480 MHz. Die Leistungsverstärkung für eine Bandbreite von $\Delta f = 40$ MHz in Basisschaltung beträgt 10 dB. Weiter gelten für diesen Arbeitspunkt noch $-I_B = 30\ \mu A$, Gleichstromverstärkung $B = 50$ und $-U_{BE} = 0{,}37$ V. Die Grenzdaten sind nachfolgend zusammengestellt:

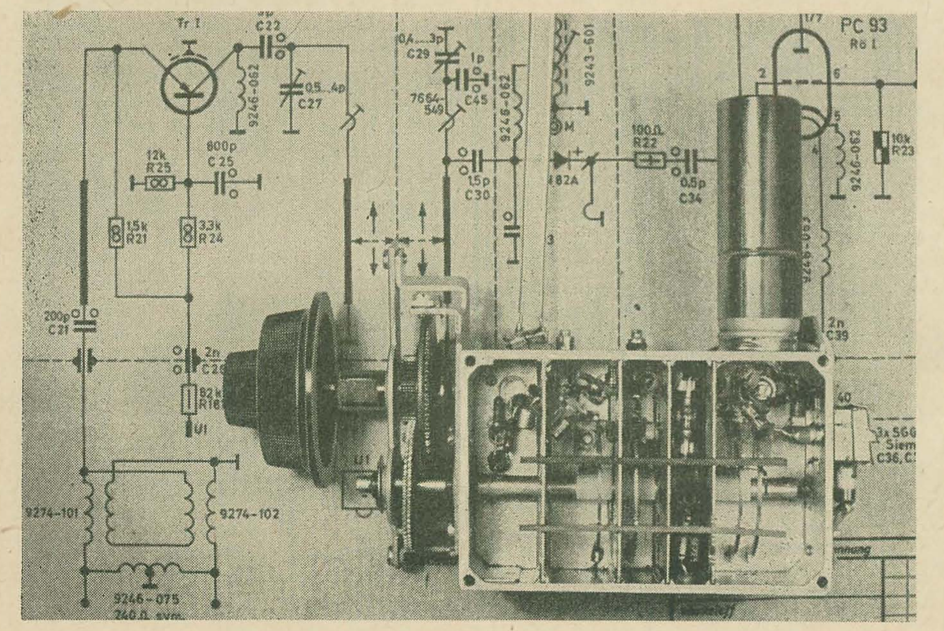
Kollektor-Emitterspannung	$-U_{CE}$	15 V
Kollektor-Basisspannung	$-U_{CB}$	20 V
Emitter-Basisspannung	$-U_{EB}$	0,3 V
Kollektorstrom	$-I_C$	7 mA
Sperrschichttemperatur	T_j	75 °C
Gesamtverlustleistung bei $T_a = 45$ °C	P_{ges}	25 mW

Grundig hat das Erscheinen des Mesa-Transistors AF 139 dazu benutzt, in einigen Fernsehgeräten (z. B. in dem tragbaren Gerät „Fernseh-Boy") den UHF-Tuner zu transistorisieren. Bild 1 zeigt den offenen UHF-Tuner und einen Schaltungsausschnitt. In der ersten Kammer links oben ist der Transistor zu erkennen. Die zweite Stufe des Tuners ist konventionell mit der UHF-Triode PC 93 bestückt. Es ist beabsichtigt, auch diese Stufe mit Transistoren zu bestücken. Aber bereits der Ersatz der ersten Röhre PC 88 durch einen Transistor bringt einige entscheidende Vorteile. Wegen der geringen Rauschzahl (bei 650 MHz etwa 4 kT_0 gegen 12 kT_0 der PC 88) liefert das Gerät auch bei schwachem Eingangssignal ein gutes und rauschfreies Bild. Selbst am oberen Ende des Bandes IV/V — also bei etwa 790 MHz — beträgt die Leistungsverstärkung des Transistors 10 dB.

Wie man dem Schaltungsausschnitt entnimmt, arbeitet der Mesa-Transistor in Basisschaltung; er erhält seine Eingangsspannung über den Antennenübertrager 9274-102, die dem Emitter zugeführt wird. In der Emitterleitung liegt die verhältnismäßig große Kapazität von 200 pF. Die Basis ist über den 1,5-kΩ-Widerstand und den 800-pF-Kondensator gegen Masse verblockt. Das Gehäuse des Mesa-Transistors ist direkt an Masse gelegt.

Neben diesem HF-Transistor im UHF-Tuner enthält noch der Ton-ZF-Verstärker eine Transistorstufe. Der Vorteil des Transistors AF 116 im Ton-ZF-Verstärker liegt einmal in der günstigen Begrenzereigenschaft und zum anderen in der Tatsache begründet, daß die konventionell ausgelegte Schaltung der Stufe ohne Neutralisierung auskommt. Selbstverständlich erfordern Transistoren im Fernsehempfänger mit seiner nicht unerheblichen Wärmeentwicklung eine gute Stabilisierung und Kompensation thermischer Einflüsse, wie sie bei einer Röhre nicht erforderlich sind. So hat man bei der Ton-ZF-Stufe eine kräftige Gleichstromgegenkopplung vorgesehen, die bei der hohen zur Verfügung stehenden Speisespannung (240 V!) auch leicht durchzuführen war. Auf diese Weise wird der Kollektorstrom des Transistors unabhängig von den jeweiligen Betriebsbedingungen ausschließlich von dem hohen Emitterwiderstand (100 kΩ) bestimmt. Dabei bewirkt noch ein nicht kapazitiv überbrückter Emitterteilwiderstand eine gewisse hochfrequente Stabilisierung des Transistors.

Bild 1: UHF-Tuner des Fernseh-Boy von Grundig



Eine weitere Grundig-Entwicklung ist der volltransistorisierte Gleichspannungsverstärker VB 2. Bild 2 zeigt die Ansicht des Verstärkers. Es handelt sich hierbei um einen

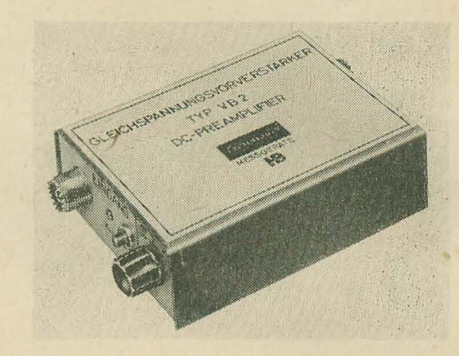


Bild 2: Ansicht des Grundig-Gleichspannungsverstärkers VB 2

Breitbandverstärker mit einer Spannungsverstärkung von 100. Der Frequenzbereich reicht von 0 ··· 200 kHz (galvanische Kopplung aller Stufen). Er eignet sich z. B. zur Empfindlichkeitserhöhung von Oszillografen und Röhrenvoltmetern. Im ausgeschalteten Zustand ist der Ausgang mit dem Eingang durchverbunden. Die Endstufe enthält eine temperaturstabilisierte Gegentaktschaltung von zwei Siliziumtransistoren. Der Betrieb aus einer Batterie ermöglicht absolut brummfreien Betrieb.

Durch die Schaffung zweier sorgfältig aufeinander abgestimmter komplementärer Transistoren kommt Valvo einem lange gehegten Wunsch der Entwickler von Transistorempfängern entgegen. Mit dem Transistorpaar AC 127 (npn) und AC 132 (pnp) ist die Möglichkeit gegeben, die B-Endstufe ohne Eisen und mit einem Minimum an Schaltmitteln aufzubauen. Die Ausgangsleistung dieser für kleine tragbare Geräte geeigneten Endstufe beträgt bei 9-V-Betriebsspannung etwa 200 mW. Der Verzicht auf die Eingangs- und Ausgangsübertrager bedeutet zwar eine ungünstigere Ankopplung; die dadurch verringerte Stufenverstärkung läßt sich jedoch leicht mit einem geeigneten Treibertransistor wieder ausgleichen.

Für die Verwendung in Industrieschaltungen wurden von Intermetall sieben Typen Siliziumleistungsgleichrichter der IS-Reihe für Nennströme zwischen 2,5 und 20 A und Nennsperrspannungen zwischen 100 und 600 V entwickelt. Die Kenndaten der Gleichrichter gehen aus der Tabelle 1 hervor.

Eine interessante Siemens-Neuentwicklung sind die Kaltleiter der Typenreihe P 350 bis P 450. Es handelt sich hierbei um Widerstände auf Halbleiterbasis mit hohen positiven Temperaturkoeffizienten in einem bestimmten Temperaturbereich. Bild 3 zeigt den prinzipiellen Verlauf des Widerstandes als Funktion der Temperatur. Wie zu erkennen ist, ist im unteren Bereich der Kennlinie bis etwa zum Punkt T_N der Widerstandswert klein und nur in geringem Maße von der Temperatur abhängig. Im Bereich zwischen T_N und T_E steigt der Widerstand schnell an und

Tabelle 1: Kenndaten der Intermetall-Silizium-Leistungsgleichrichter

Typ	Nennstrom in Einwegschaltung I_n in A	Nennsperrspannung U_{nmax} in V	Stoßspitzenspannung bei $t < 1$ ms $\hat{U}_{nmax}$ in V	periodischer Spitzenstrom bei $f > 15$ Hz I_{Fmax} in A
IS 2,5—100	2,5	100	150	25
IS 2,5—300	2,5	300	500	25
IS 2,5—600	2,5	600	1000	25
IS 10 —300	10	300	500	100
IS 10 —600	10	600	1000	100
IS 20 —300	20	300	500	200
IS 20 —600	20	600	1000	200

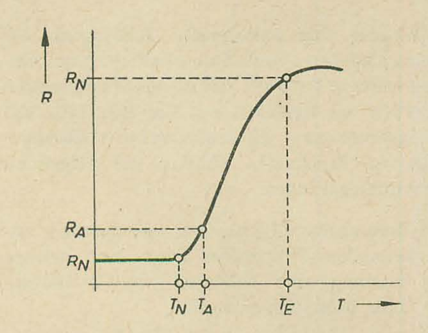


Bild 3: Prinzipieller Verlauf der Widerstands-Temperaturkennlinie der Siemens-Kaltleiter

Tabelle 2: Kenndaten der Siemens-Kaltleiter

Typ	T_N in °C	R_N in Ω	R_A in Ω	$T_A \cdots T_E$ in °C	$R_A \cdots R_E$ in kΩ
P 350—1	80	200	40 ··· 90	80 ··· 130	0,08 ··· 100
P 390—1	120	120	40 ··· 90	120 ··· 170	0,06 ··· 1000
P 450—1	180	60	40 ··· 100	180 ··· 170	0,06 ··· 100

nimmt bei einem Temperaturanstieg von 50 °C um 3 ··· 4 Größenordnungen zu. Im Mittel ergibt sich im steilsten Kennlinienbereich ein Temperaturkoeffizient von etwa + 10%/°C.

Die bisher entwickelten drei Typen werden durch Kennfarben unterschieden: P 350-1 (orange), P 390-1 (grün), und P 450-1 (grau). Die Kenndaten dieser drei Typen enthält Tabelle 2.

Zur Tabelle 2 ist noch zu bemerken, daß T_A bis T_E den Arbeitstemperaturbereich bezeichnen und $R_A \cdots R_E$ den Widerstandsvariationsbereich. Der Nennwiderstand R_N wird bei Nenntemperatur $T_N + 5$ °C gemessen. Die drei Kaltleitertypen stehen zunächst in scheibenförmiger Ausführung zur Verfügung. Die Eigenschaften dieser Bauelemente erschließen zahlreiche neue Anwendungsmöglichkeiten, z. B. bei der Temperaturmessung und -überwachung. Die Strom-Spannungskennlinie kann weiter zur Lösung allgemeiner Probleme der Schaltungstechnik ausgenützt werden. *A. Tewes*

Fortsetzung von Seite 493)

BAUELEMENTE DER SCHWACHSTROMTECHNIK

men belasteten Speiseleitungen ein Absenken des HF-Störpegels erreichen.

Aus der Vielzahl der möglichen Siebschaltungen wurde der Tiefpaß herausgegriffen, da

1. der Sperrbereich (Dämpfungsbereich) — abhängig von der jeweiligen Dimensionierung — in gewissen Grenzen verändert werden kann,
2. die sogenannte Spulenleitung (π-Filter) eine Gestaltung des Bauelementes als konzentrische Durchführung mit sehr kleinen mechanischen Abmessungen gestattet.

Unsere Durchführungsfilter sind als π-Filter aufgebaut. In einen keramischen Rohrkondensator aus Bariumtitanat, dessen Innenbelag symmetrisch aufgeteilt ist, wird ein mit Rohrkern aus Nickel-Zink-Ferrit induktiv belastetes Leiterstück gebracht. Werden abschließend die Stirnseiten des Keramikröhrchens zugelötet, hat man eine Anordnung geschaffen, die als Tiefpaßfilter wirksam ist.

Im Rahmen dieses Vortrages wurden die Möglichkeiten der Vorausberechnung des Filters bezüglich seines Dämpfungsverhaltens gestreift. Es wurde weiterhin ein Ausblick auf neue Anwendungsgebiete gegeben.

Dipl.-Phys. Schreckenbach, VEB Keramische Werke Hermsdorf

Konstruktion und Eigenschaften piezoelektrischer keramischer ZF-Filter

Bei dem neuen Filtertyp handelt es sich um ein elektromechanisches Filter aus piezoelektrischer Keramik. Auf Grund seiner flachen und kleinen Bauweise kommt es besonders für die Kleinstbautechnik in Frage.

Das Filter besteht aus zwei scheibchenförmigen Resonatoren. Beide Resonatoren sind starr miteinander gekoppelt und führen radiale Dehnungsschwingungen aus. Das selektive Verhalten dieser Anordnung wird durch die übereinstimmenden Eigenresonanzen der Resonatoren bestimmt. Der erste Resonator wandelt bevorzugt bei seiner Eigenresonanz elektrische Energie in mechanische Energie um, während der zweite Resonator die aufgenommene mechanische Energie bevorzugt bei seiner (gleichen) Eigenresonanz in elektrische Energie zurückwandelt. Für die ZF von z. B. 468 kHz arbeiten die Resonatoren in der 1. Eigenresonanz ($\lambda/2$-Resonatoren). Damit ist der Durchmesser dieses Filters auf 7 mm festgelegt.

Als Material für die Resonatoren gelangt eine piezoelektrische Keramik hoher zeitlicher und thermischer Stabilität sowie hoher mechanischer Güte zur Anwendung. Die Herstellung erfolgt mit üblicher keramischer Technologie: Die pulverförmigen Rohstoffe werden gemischt, thermisch vorbehandelt und zu den gewünschten Scheibchen gepreßt. Anschließend erfolgen die Arbeitsgänge Brennen bei mehreren hundert Grad, Kontaktieren mit Silberpaste, Polarisieren (Gleichspannungsbehandlung).

Ing. Stolze, VEB Keramische Werke Hermsdorf

Mikro-Modultechnik — eine moderne Konstruktion für Bausteine der Schwachstromtechnik mit ökonomischen Fertigungsperspektiven

Die Bedeutung der Mikro-Modultechnik ist in den letzten Jahren besonders in den Vordergrund getreten, da sie eine besondere elektrische Schaltungstechnik darstellt, die den modernen Gesichtspunkten der elektronischen Gerätetechnik und der wirtschaftlichen Herstellungsweise weitestgehend gerecht wird.

Im VEB Keramische Werke Hermsdorf wurde in einer chronologischen Entwicklungsfolge über Bauelemente-Leitungskombinationen und Miniaturbaueinheiten in gedruckter Schaltungstechnik der Weg beschritten, Baustufen zu entwickeln, die mit voller Berechtigung in die Palette der bekannten Mikro-Modultechniken eingereiht werden können. Wesentlich war dabei das Bestreben, nicht nur der Subminiaturbauweise gerecht zu werden, sondern vor allem die Baueinheiten auf vollautomatischen Taktstraßen herstellen zu können. Besondere Konstruktionsmerkmale zeichnen darüber hinaus diese Technik gegenüber anderen ausländischen Konstruktionen im wesentlichen aus.

Auf die Möglichkeiten der Anwendung der Mikro-Modultechnik wurde besonders eingegangen.

Dipl.-Phys. Schleicher, VEB Keramische Werke Hermsdorf

Untersuchungen über die praktische Verwendbarkeit von keramischen Elektreten

Als elektrostatische Elemente mit einem hohen Innenwiderstand weisen Elektrete eine Reihe von Nachteilen für den praktischen Einsatz auf. Sie müssen nicht nur außerordentlich gut elektrisch isoliert sein, sondern außerdem staub- und feuchtigkeitsgeschützt eingebaut werden. Da Elektrete jedoch bereits als Felderzeuger in Kondensatormikrofonen in großem Umfang verwendet worden sind, wurde das Spannungs-Zeitverhalten keramischer

Elektrete mit anliegenden Elektroden bei verschiedenen Entladungsbedingungen eingehender untersucht. Die an scheibenförmigen Proben des Systems (Ba, Ca, Pb) TiO_3 mit eingebrannten Silberelektroden durchgeführten Messungen führten zu folgenden Schlußfolgerungen:

1. Keramischen Elektreten mit dauernd anliegenden Elektroden kann eine geringe Leistung zum Aufladen von Kondensatoren entnommen werden.
2. Die entnommene elektrische Energie entstammt dem Innenraum der Elektrete. Sie können dadurch als „elektrostatische Akkumulatoren" angesehen werden, deren Lebensdauer bei Belastung kürzer ist als ohne Belastung. Ihr Speichervermögen können diese keramischen Elektrete unter geeigneten Bedingungen über Jahre behalten. Durch Polarisation können sie jederzeit wieder aufgeladen werden. Keramische Elektrete dürfen nicht kurzgeschlossen aufbewahrt werden.
3. Keramische Elektrete mit dauernd anliegenden Elektroden verhalten sich im Entladungsfall wie Kondensatoren entsprechender Kapazität, wenn die Entladungsdauer klein gegenüber der Diffussionszeit der Ladungsträger in der Zwischenschicht ist. Ihr Entladungsverhalten weicht umso mehr von der Entladung analoger Kondensatoren ab, je größer der Belastungswiderstand ist.

Ing. Tiede, Institut für Nachrichtentechnik

Dimensionierung von Kleintransformatoren

Dieser Vortrag beinhaltet die Dimensionierung der Transformatoren, die bei einer Ummagnetisierungsfrequenz von 50 Hz ohne Gleichstromvormagnetisierung arbeiten.
Ausgangspunkt der Betrachtungen ist die Tatsache, daß z. Z. 88 Kerngrößen in einem Leistungsbereich von 4 VA ··· 10 kVA für Transformatoren verwendet werden. Es handelt sich bei diesen 88 Typen um drei verschiedene Kernreihen, nämlich die EI-, M- und UI-Kernreihe. Um eine wirtschaftliche zentrale Massenproduktion von Kernblechen und auch fertigen Kleintransformatoren durchzuführen, ist es erforderlich, diese Vielzahl der Typen stark einzuschränken. Da die M-Reihe große technologische Nachteile besitzt, wird vorgeschlagen, diese Reihe nicht mehr für Kleintransformatoren zu verwenden. Aus magnetischen und technologischen Gründen ist es zweckmäßig, den UI-Kern in einen LL-Kern mit gleichen Kernabmessungen umzuwandeln. Auf Grund umfangreicher Messungen wurde gefunden, daß, bedingt durch die günstigen Oberflächenverhältnisse des LL-Kernes, die Arbeitsinduktion um etwa 15% höher gewählt werden kann als bei EI-Kernen. Da bei Verwendung von Texturblech die LL-Kernform für die meisten Anwendungsfälle die Schnittbandkerne ersetzen kann, ist auch aus diesem Grunde die LL-Kernform gegenüber dem EI-Kern vorzuziehen.
Durch die zentralisierte Produktion der LL-Kernbleche können rund 20 Mio DM jährlich eingespart werden. Die zweckmäßige wirtschaftliche Dimensionierung der LL-Kern-Transformatoren mit Texturblech, die im Vortrag eingehend erläutert wurde, gestattet gegenüber dem jetzigen Verbrauch bei der Verwendung der M- und EI-Kernreihe eine Einsparung von 10 ··· 15% Kupfer und Transformatorenblech. Selbst bei der Verwendung von Dynamoblech statt Texturblech wird noch eine Einsparung von 6 ··· 10 Mio DM pro Jahr erzielt.

Ing. Reinboth, Institut für Nachrichtentechnik

Frequenzabhängigkeit einiger Kennwerte magnetischer Werkstoffe

Für Transformatorenwerkstoffe im Bereich niedriger Frequenzen und für Hochfrequenz-Übertragerwerkstoffe bestehen Vorstellungen über die durch Wirbelstrombildung verursachten Änderungen der magnetischen Kennwerte. Es wird anhand von Untersuchungsergebnissen gezeigt, daß die daraus abgeleiteten bekannten Beziehungen nicht allgemein gültig sind. Für niederfrequente Ummagnetisierung hoher Induktionen gibt die Abschätzung der Hysterese- und Wirbelstromverlustanteile Hinweise auf die Werkstoffauswahl. Die sogenannte Wirbelstromanomalie wird zu deuten versucht. Die Betrachtung des Blechdickeneinflusses auf die Verlustanteile erlaubt die Auswahl geeigneter Werkstoffqualität und Blechdicke auch für die technisch interessante Frequenz von 400 Hz. Der Übergang von Elektroblechen auf Ferrite als Kernwerkstoff im Bereich von 1 ··· 10 kHz wurde diskutiert. Bei Ferriten liegt die experimentell beobachtete Grenzfrequenz mindestens drei Zehnerpotenzen unterhalb der nach der klassischen Wirbelstromformel bestimmten Grenzfrequenz. Theoretische Betrachtungen zur Spinrelaxation führten zum Begriff der gyromagnetischen Grenzfrequenz f_g, die nur von der Höhe der Sättigungsmagnetisierung und der Anfangspermeabilität bestimmt wird. Experimentelle Ergebnisse wurden diskutiert und technische Herstellungsverfahren und Verwendungsformen derartiger dünner Bänder beschrieben. Neben Formen geschlossener magnetischer Kreise sind auch offene Kreise, z. B. wendelförmig gewickelte Bänder, als Antennenstäbe hoher Güte oder Stab- und Schraubkerne herstellbar. Für die verschiedenen Frequenzbereiche wurden Kurven des relativen Verlustwinkels von metallischen Kernen mit denen von Ferriten verglichen. Anwendungen bei Impulsmagnetisierung wurden angedeutet.

Dr. Hellermann, VEB Keramische Werke Hermsdorf

Die Ferritbauelemente der Nachrichtentechnik

Nach kurzen einleitenden Bemerkungen über die geschichtliche Entwicklung und die Bedeutung der Ferritwerkstoffe für die moderne Nachrichtentechnik sowie einer allgemeinen Übersicht über die in der Welt gegenwärtig technisch verwendeten Ferritwerkstoffe (Mangan-Zink-Ferrite, Nickel-Zink-Ferrite, Perminvarferrite und Ferroxplana) und deren elektrische und magnetische Eigenschaften, wurden die wichtigsten Ferritbauelemente der Nachrichtentechnik im einzelnen besprochen: Das sind:

Abgleichkerne (Zylinderkerne mit und ohne Gewinde, Stabkerne einschließlich der Ferritantennenstäbe);
Topf- und Schalenkerne in ihren verschiedenen Ausführungsformen;
E-Kerne und ihre Verwendung für Übertragerzwecke;
U-Kerne und Jochringkerne, die in den Zeilenablenktransformatoren bzw. in den Bildablenkspulen der Fernsehgeräte verwendet werden;
Rechteckferrite, die in den letzten Jahren als Schalt- und Speicherkerne besonders für elektronische Rechenanlagen zunehmende Bedeutung erlangt haben.
Es wurde berichtet, welche Spitzenerzeugnisse auf dem Gebiet der Ferritwerkstoffe und der Ferritbauelemente im Weltmaßstab bekannt sind, und was im Vergleich in der DDR z. Z. zur Verfügung steht.

Im Abschnitt über die Schalenkerne wurde die Frage der optimalen Schalenkerne behandelt und Gesichtspunkte erörtert, die zu ihrer Aufstellung geführt haben.
Weiterhin wurde auf Fragen der Stabilität näher eingegangen.

Dipl.-Phys. Liebsch, Institut für Nachrichtentechnik

Wege zur Miniaturisierung von Induktivitätsbauelementen

Nach einer einleitenden Betrachtung über die Entwicklung der Miniaturtechnik in den letzten Jahren wurde anhand theoretischer Betrachtungen aufgezeigt, welche Bauformen für einen Einsatz in der Mikro-Modultechnik als optimal in Frage kommen. Die bekannten Induktivitätsformen werden dazu unabhängig von der Art der Bewicklung, der Kernpermeabilität und der Armierung hinsichtlich der mit ihnen unter diesen konstanten Bedingungen pro Volumeneinheit realisierbaren Induktivität und der übertragbaren Leistung miteinander verglichen.
Um die mit hohen Werkstoffpermeabilitäten verbundene Möglichkeit der Miniaturisierung voll ausnutzen zu können, ergibt sich die Notwendigkeit, ungescherte Bauformen zu verwenden. Als optimal erweisen sich unter diesem Aspekt Ring-, Schalen- und Kreuzkerne. Schalen- und Kreuzkerne können nur als geteilte Formen mit Berührungsluftspalt gefertigt werden und bereiten für die MM-Technik geeigneten Baugrößen erhöhte technologische Schwierigkeiten.
Solange zum magnetischen Abgleich von Induktivitätsbauelementen das bekannte Verfahren der Luftspaltvariation eingesetzt wird, ist eine durchgreifende Miniaturisierung von Induktivitäten nicht zu erwarten.
Neben diesen magnetischen Induktivitätsbauelementen, für die teilweise noch genauere Optimalitätsrechnungen unter Berücksichtigung der Güte durchgeführt werden müssen, werden in der Perspektive induktive Bauelemente und Baugruppen auf piezoelektrischer, magnetostriktiver und auf Halbleiterbasis Bedeutung erlangen. Gleichzeitig sollten damit auf Grundlage der Ferrite spezielle, der MM-Technik angepaßte Induktivitäten in Flachbauweise entwickelt und praktische

Methoden zum Induktivitätsabgleich durch Vormagnetisierung mit statischen Magnetgleichfeldern erarbeitet werden.

Ing. Jansen, VEB Funkwerk Erfurt

Spezielle Prüfungen an Empfängerröhren in bezug auf Zuverlässigkeit

Der Vortrag behandelte nur die Prüfungen an der eingeschmolzenen, evakuierten Röhre, wobei nach Stückprüfungen an jedem Exemplar und nach Stichprobenprüfungen unterschieden wird.
Als Stückprüfung wird außer umfangreichen Messungen und Prüfungen der Kennwerte die Vibrationsprüfung durchgeführt. Röhren mit größeren Störspannungen oder mit kurzzeitigen oder Dauerschlüssen werden aussortiert, außerdem wird das Gesamtverhalten des Loses beurteilt.
Außer dieser Vibrationsprüfung werden je nach Verwendungszweck des Röhrentyps noch andere dynamische Kennwerte, wie z. B. Geräusch- und Brummspannung, Klingspannung, Impulsstrom u. ä., gemessen.
Als Stichprobenprüfungen werden durchgeführt: Flashtest, Ermüdungsprüfung, Stoßprüfung, Heizfadenschaltfestigkeits- und Glasspannungsprüfung.
Für die angeführten Prüfungen wird ein festgelegtes Durchlaufverfahren eingehalten. Das Los von 500 ··· 2000 Röhren wird erst freigegeben, wenn alle Prüfungen erfolgreich beendet sind. Während dieser Zeit läuft noch eine Lebensdauerkurzprüfung von 500 Stunden, während das Einbrennen von 50 bis 100 Stunden an allen Röhren schon vorher vorgenommen wurde.

Ing. Häußler, VEB Werk für Fernsehelektronik

Kaltkatodenzählröhren und Ziffernanzeigeröhren hoher Zuverlässigkeit für industrielle und kernphysikalische Geräte

Aus der Vielfalt der in der Elektronik verwendbaren Röhren haben in den letzten fünf Jahren die Gasentladungsröhren mit Abstand die weiteste Verbreitung gefunden. Unter diesen wiederum nehmen die Kaltkatodenröhren (Stabilisatoren, Relaisröhren, Zähl- und Anzeigeröhren) eine hervorragende Stellung ein. Der Vortrag beschäftigte sich mit zwei der modernsten Vertreter dieser Röhrengattung, der dekadischen Zählröhre Z 562 S und der Ziffernanzeigeröhre Z 560 M.
Die Z 562 S ist eine dakadische Zähl-, Anzeige- und Schaltröhre mit kalten Reinmetallkatoden und einer Edelgasfüllung. Sie wird zur Vor- und Rückwärtszählung, Frequenzteilung und Impulsauswahl für Pulsfolgefrequenzen bis zu 4 kHz benutzt.
Die Z 560 M ist eine dekadische Ziffernanzeigeröhre, ebenfalls mit kalten Reinmetallkatoden und einer Edelgasfüllung. Sie wird zur direkten Anzeige der etwa 15 mm hohen arabischen Ziffern 0 ··· 9 durch Glimmlichtbedeckung benutzt.
Mit der Bereitstellung dieser beiden Röhren stehen der Wissenschaft und der Industrie echte Langlebensdauerbauelemente hoher Zuverlässigkeit zur Verfügung.
Am Ende des Vortrages wurde noch kurz auf weitere Entwicklungsvorhaben in diesen Röhrengruppen eingegangen. *K. Belter*

Referate

Ing. Zdeněk Dušek
und Ing. František Vrtek

Der Einfluß des magnetischen Streufeldes von dynamischen Lautsprechern auf Ferritantennen

Sdělovací Technika 8 (1961) S. 290 u. 291

Es wurden Messungen über den Einfluß von gleichsinnig gerichteten magnetischen Feldern, z. B. das Streufeld des dynamischen Lautsprechers, auf Ferritantennen vorgenommen. Weiterhin wurde das magnetische Streufeld von dynamischen Lautsprechern mit einem Membranendurchmesser von 200 mm mit den Magneten ALNI (Typ ARO 511), ALNICO (Typ ARO 533) und anisotropem (gerichteten) Ferrit gemessen.
Die Untersuchung über den Einfluß des gleichgerichteten magnetischen Feldes auf die wirksame Permeabilität der Ferritantennen wurde an Antennen mit verschiedenen Formen vorgenommen.
Weiterhin wurde die gegenseitige Abhängigkeit der Änderung der wirksamen Permeabilität durch die Beeinflussung des gleichgerichteten magnetischen Feldes bei verschiedenen Antennenformen aus den angegebenen Materialien untersucht.
Eine Spule, die sich in der Mitte der Ferritantenne befand, wurde an den Q-Messer vom Typ TESLA BM 211 angeschlossen. Gemessen wurde bei einer Frequenz f = 1 MHz. Die prozentuale Änderung der wirksamen Permeabilität durch den Einfluß des gleichgerichteten magnetischen Feldes wurde von der Resonanzkapazität des Q-Messers abgelesen. Die Ferritantenne mit der Spule wurde im homogenen magnetischen Feld des magnetisierten Solenoides des Koerzimeters vom Typ MG 1 (Hersteller Clamann & Grahnert, Dresden) untergebracht, der eine stufenlose Regulierung der Intensität des gleichgerichteten magnetischen Feldes bis zu 10^5 A/m ermöglicht.
Bild 1 zeigt die Änderung der wirksamen Permeabilität einer Antenne mit rundem Querschnitt (8 × 160 mm), einer Antenne mit quadratischem Querschnitt (10 × 10 × 140 mm) und einer Antenne mit rechteckigem Querschnitt (15 × 6 × 80 mm) aus dem Material LHB in Abhängigkeit von der äußeren Intensität des gleichgerichteten magnetischen Feldes.
Im praktischen Falle ist die Quelle des äußeren gleichgerichteten magnetischen Feldes im Rundfunkempfänger das Streufeld des dynamischen Lautsprechers. Das Streufeld des Lautsprechers wurde mit Hilfe einer Permalloysonde gemessen. Die Permalloysonde setzt sich aus zwei Primärwicklungen mit je 240 Windungen (CuLS 0,07 mm) und einer Sekundärwicklung, wobei 9000 Windungen auf ein Röhrchen aufgewickelt wurden (CuL 0,07 mm), zusammen. Im Röhrchen wurden die beiden Primärwicklungen untergebracht, die an einem Toroid liegen. Dieser wurde aus einem Permalloystreifen mit einer Stärke von 0,08 mm und einer Breite von 3,5 mm gewickelt. Beide Primärwicklungen wurden in Reihe geschaltet, damit sich ihr magnetischer Kraftfluß, der durch den in den beiden Primärspulen fließenden Strom hervorgerufen wird, subtrahiert.
Die Primärwicklung der Sonde wird von einem Tongenerator mit einer Frequenz f = 1 kHz gespeist. Beim Einregeln der Permalloysonde, die im magnetischen Nullfeld liegt, müssen die beiden Primärwicklungen so abgestimmt werden, daß die Spannung an der Sekundärwicklung gleich Null ist. Wenn die Sonde in das magnetische Feld gleichlaufend zur Achse der Kraftsonde gebracht wird, ist die Symmetrie der beiden Primärflüsse gestört, und es entsteht

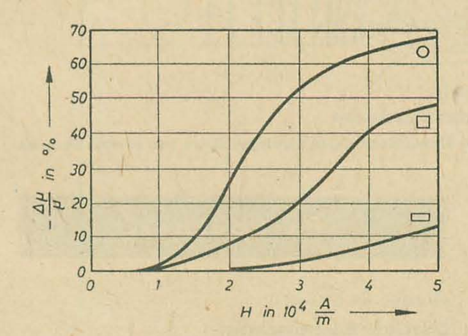


Bild 1: Wirksame Permeabilität von Ferritantennen mit unterschiedlichem Querschnitt aus dem Material LHB in Abhängigkeit von der äußeren Intensität des gleichgerichteten magnetischen Feldes

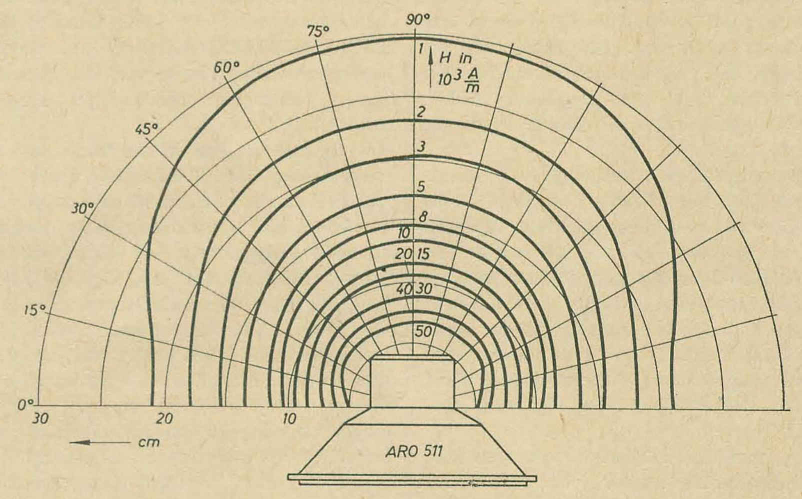


Bild 2: Ergebnisse der Messungen des magnetischen Streufeldes eines Lautsprechers mit dem Magnet ALNI

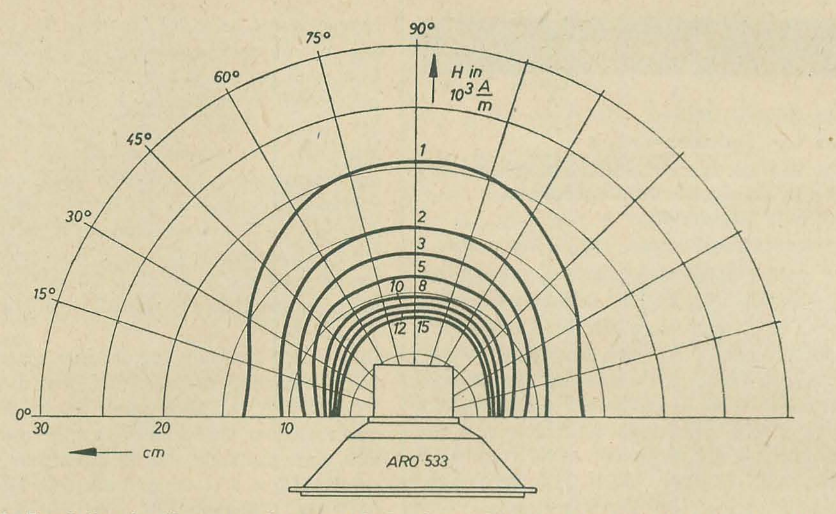


Bild 3: Ergebnisse der Messungen des magnetischen Streufeldes eines Lautsprechers mit dem Magnet ALNICO

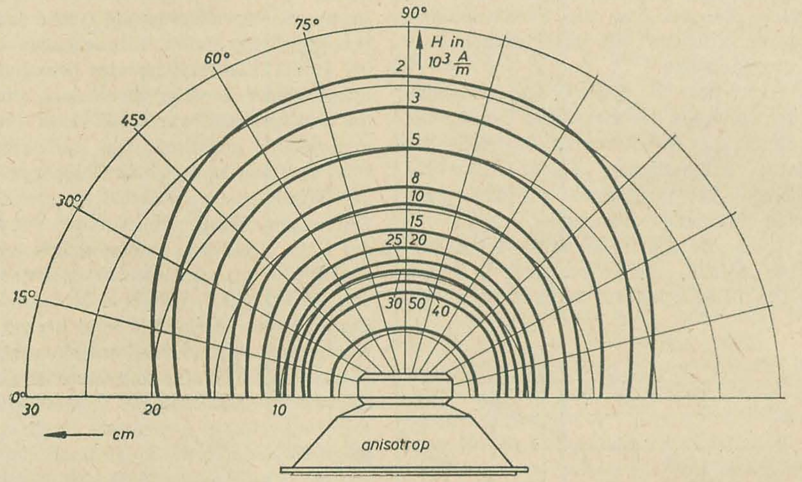


Bild 4: Ergebnisse der Messungen des magnetischen Streufeldes eines Lautsprechers mit einem Magnet aus anisotropem Ferrit

ein unterschiedlicher Kraftfluß $\Delta\Phi$, der der Intensität des gleichgerichteten magnetischen Feldes proportional ist. Der unterschiedliche Kraftfluß $\Delta\Phi$ bewirkt an den Klemmen der Sekundärspule eine wechselnde Spannung. Die Permalloysonde wurde im homogenen Feld im Bereich $3 \cdot 10^2 \cdots 10^5$ A/m geeicht. Dem entspricht eine Spannung an der Sekundärspule von 25 mV ··· 2 V.

Das Streufeld des Lautsprechers wurde mit der beschriebenen Sonde bis zu einer Entfernung von 30 cm vom Lautsprecher gemessen, dessen Magnet im Zentrum der Polarkoordinaten angebracht war. Die Ergebnisse der Messungen des magnetischen Streufeldes der Lautsprecher mit den Magneten ALNI, ALNICO und anisotropem Ferrit zeigen die Bilder 2, 3 und 4.

Aus den aufgeführten Messungen ist ersichtlich, daß durch ein größeres Verhältnis 1/d bei Ferritantennen aus dem gleichen Material auch eine größere Änderung der wirksamen Permeabilität in Abhängigkeit zum äußeren gleichgerichteten magnetischen Feld entsteht und umgekehrt. Die Abhängigkeit der wirksamen Permeabilität von Ferritantennen vom äußeren magnetischen Feld wird gleichfalls von der Permeabilität des Materials beeinflußt.

Aus den angeführten Zusammenhängen läßt sich der Einfluß des magnetischen Streufeldes von Lautsprechern auf die wirksame Permeabilität von Ferritantennen bestimmen.

Fachbücher

Günter Schubert

Digitale Kleinrechner

REIHE AUTOMATISIERUNGSTECHNIK
Band 5
Herausgegeben von B. Wagner und G. Schwarze
VEB Verlag Technik, Berlin
82 Seiten, 37 Bilder, broschiert 4,80 DM

Mit dem Band 5 der REIHE AUTOMATISIERUNGSTECHNIK liegt nun wiederum ein interessantes Thema vor, das vom Autor knapp, aber gut verständlich dargestellt wurde.

Die digitale Rechentechnik bildet mit ihren Grundlagen das Fundament großer Teile der Elektronik, z. B. Elektronik in der Fernmeldetechnik. Andererseits hatte gerade die schnelle Entwicklung der Elektronik einen großen Einfluß auf die digitale Rechentechnik. Diese Wechselwirkung unterstreicht die große Bedeutung dieser Fachrichtung. Der vorliegende Band wendet sich daher nicht nur an den Techniker, der unmittelbar auf diesem Gebiet tätig ist, sondern gibt auch einem weiteren großen Leserkreis die Möglichkeit, sich mit diesem interessanten Bereich der Technik vertraut zu machen.

Der erste Abschnitt gibt eine Einführung in die Arithmetik der elektrischen Rechentechnik, wie Zahlensysteme und arithmetische Grundoperationen.

Der zweite Abschnitt beschreibt die Grundschaltungen und ihre Verwendung in Rechenautomaten, während der dritte Abschnitt und gleichzeitig Hauptteil den Aufbau und das Befehlssystem eines digitalen Kleinrechners behandelt. Programmierung für einen digitalen Kleinrechner sowie sein Einsatz und die Bedienung runden das Bild ab. Im Anhang werden eine Auswahl bekannter digitaler Kleinrechner vorgestellt sowie die Lösungen zu den in den einzelnen Abschnitten angeführten Aufgaben gegeben.

Es wäre lediglich zu empfehlen, zur Erklärung der Fachwörter nicht auf entsprechende Literatur zu verweisen, die in den meisten Fällen schwer zugänglich ist, sondern sie — zumindest die wichtigsten — als kleinen Anhang dem Band beizufügen.

Das Buch ist allen Interessenten zu empfehlen. *Jancke*

Achim Sydow

Elektronische Analogrechner und Modellregelkreise

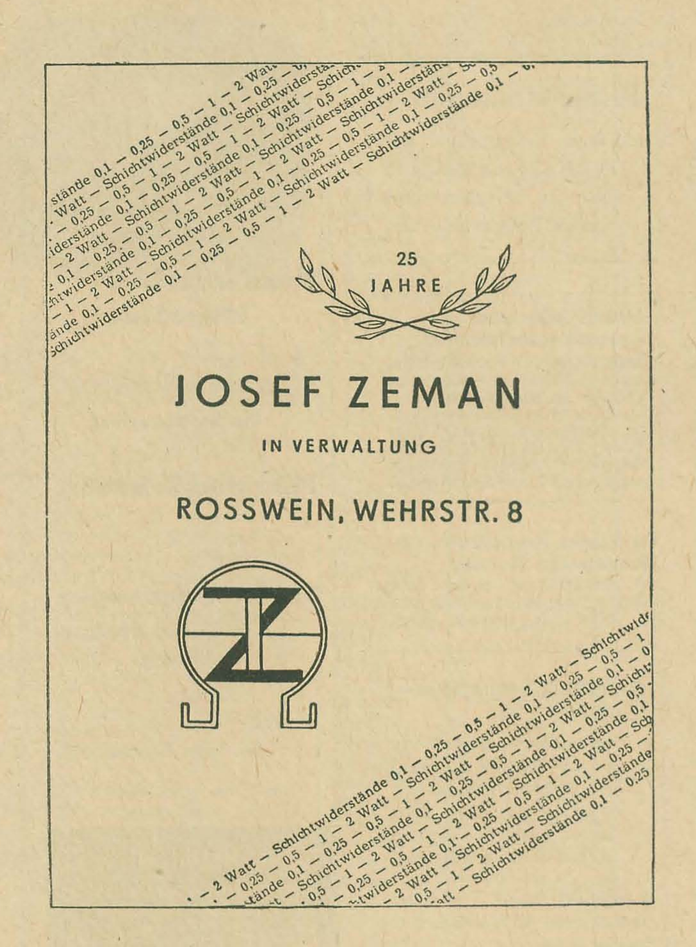
REIHE AUTOMATISIERUNGSTECHNIK
Band 6
Herausgegeben von B. Wagner und G. Schwarze
VEB Verlag Technik, Berlin
80 Seiten, 83 Bilder, broschiert 4,80 DM

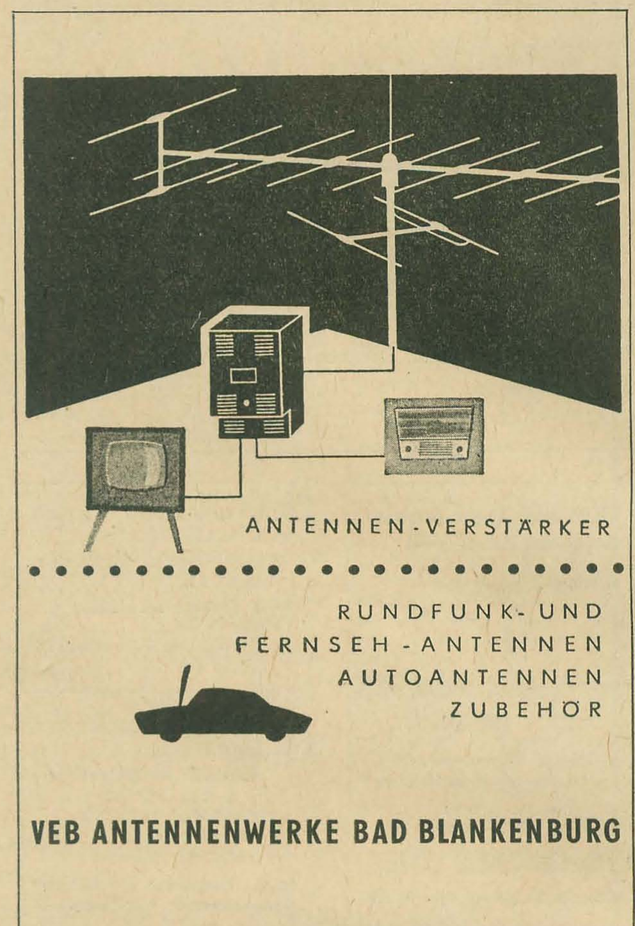
Die vorliegende Broschüre wurde im Rahmen der REIHE AUTOMATISIERUNGSTECHNIK herausgegeben. Sie soll die Aufgabe haben, denen, die sich mit diesem relativ neuen Zweig der Technik vertraut machen wollen, die Einführung zu erleichtern. Allerdings, und dies muß vorweg betont werden, wurden zum Verständnis des Inhaltes einige Kenntnisse der höheren Mathematik vorausgesetzt. Das ist naturgemäß unumgänglich, da nun einmal diese Rechner physikalische Vorgänge nach dem Analogieprinzip mathematisch beherrschen müssen, denn die mathematische Erfassung dieser Vorgänge führt in den meisten Fällen auf Differentialgleichungen. Dem Interessenten kann jedoch versichert werden, daß mathematische Abhandlungen in dieser Broschüre weitgehend vermieden wurden, um das Verständnis zu erleichtern.

Nach der Einleitung wird das Analogieprinzip beschrieben, wobei auf den klassischen Vergleich zwischen dem mechanischen und elektrischen Schwingungssystem zurückgegriffen wird. Weiterhin wird auf die Programmierung eingegangen. Im Anschluß daran lernt der Leser den Einfluß der Fehler von linearen Rechenelementen auf das Rechenergebnis kennen.

Den Hauptteil der Broschüre bildet die Abhandlung über den Aufbau von Analogieanlagen, wobei auf Rechenverstärker, Funktionsgeneratoren, Multiplikatoren und Totzeitmodelle eingegangen wird. Als Abschluß dieses Hauptteiles werden einige Beispiele von Analogierechnern und Modellkreisen gezeigt.

Um einige praktische Einsatzmöglichkeiten von Analoganlagen kennenzulernen, sind am Schluß der Broschüre regelungstechnische Anwendungen der Analogrechner als Modellregelkreise aufgeführt. *Orlik*





Transistor – Schnellprüfung



Typ 1019. Das batteriegespeiste Transistoren-Prüfgerät »Transivar 1« ist zur schnellen Prüfung von Halbleiterdioden und Transistoren für Vorstufen, Treiberstufen und Endstufen mittlerer Leistung geeignet. Es wird der Kollektorreststrom I_{co}' und die Kurzschlußstromverstärkung h_{21}' gemessen, Arbeitspunkt $U_c = 4{,}2$ V und $I_c = 1$ mA. Meßbereich der Kurzschlußstromverstärkung h_{21}' 9 ... 200, Meßbereich für Kollektorreststrom, Diodendurchlaß- und -sperrstrom 0 ... 1 mA, Meßbereich für Kollektor-, Durchlaß- und Sperrspannung 0 ... 5 V, Fehlergrenzen der Strom- und Spannungsmessungen $\pm 3\,\%$ vom Endausschlag. Zulässige Zonenfolge der Transistoren pnp und npn, Typenleistung etwa 500 mW, Belastung beim Prüfvorgang etwa 5 mW.

Typ 1020. Das batteriegespeiste Transistoren-Prüfgerät »Transivar 2« wird zur schnellen Prüfung von Flächengleichrichtern und Leistungstransistoren verwendet. Bei Flächengleichrichtern genügt die Prüfung auf Durchlaß- und Sperrverhalten, während Leistungstransistoren auf Kollektorreststrom und Großsignal-Stromverstärkung in Emitterschaltung gemessen werden. Meßbereich der Großsignal-Stromverstärkung – $\bar{\alpha}'$ 16 · · · 200, Meßbereiche für Kollektorreststrom, Kollektorstrom I_c im Arbeitspunkt, Durchlaßstrom und Sperrstrom von Flächengleichrichtern 0 ... 600 mA, für Kollektor,- Durchlaß- und Sperrspannung 0 ... 6 V, Fehlergrenzen der Strom- und Spannungsmessungen $\pm 3\,\%$ vom Endausschlag, zulässige Zonenfolge der Transistoren pnp und npn, Typenleistung N_v max 0,1 ... 50 W.

Prospektmaterial und Angebote jederzeit unverbindlich durch unsere Verkaufsabteilung

VEB FUNKWERK ERFURT

Erfurt/DDR · Rudolfstraße 47 · Telefon 58280

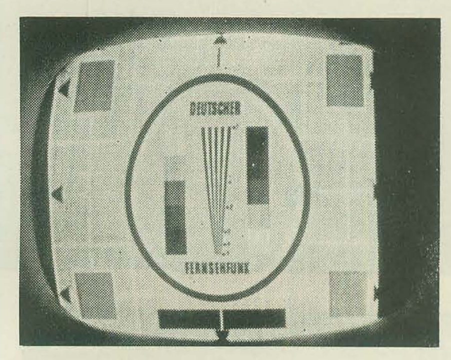
EXPORTEUR: Elektrotechnik

Deutscher Innen- und Außenhandel, Berlin N 4, Chauseestraße 110/112 · Telegramme Diaelektro · Ruf 420058

RFT

Fernsehbildfehler V

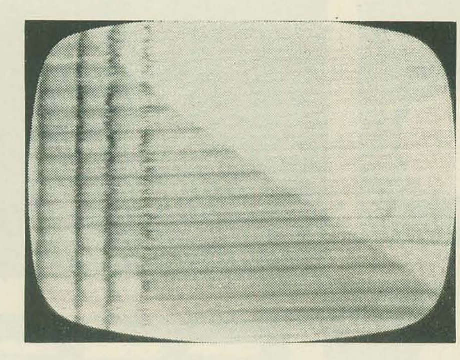
Zusammengestellt von KARL-HEINZ FINKE



Fehler
Bild ist zu schmal

Ursache
Zeilenablenkung reicht nicht aus

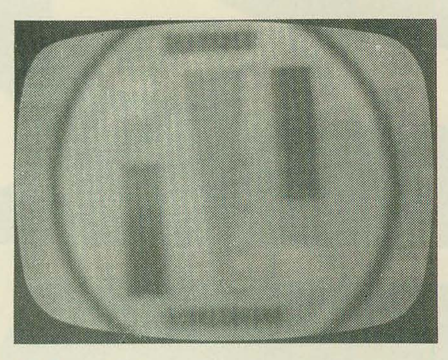
Fehlerbeseitigung
Zeilengenerator und Zeilenendstufe haben keine Leistung. Zeilentrafo ist defekt, Unterspannung, Selengleichrichter ist defekt



Fehler
In der linken Bildhälfte dunkle, senkrechte und gezackte Linien
Meist überziehen noch weiße Punkte das Bild, und der Ton ist verrauscht

Ursache
Hochspannung sprüht sehr stark

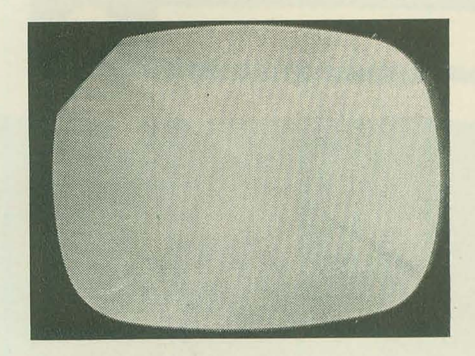
Fehlerbeseitigung
Untersuchung des Hochspannungsteiles



Fehler
Bild ist zu groß und unscharf

Ursache
Hochspannung ist zu schwach

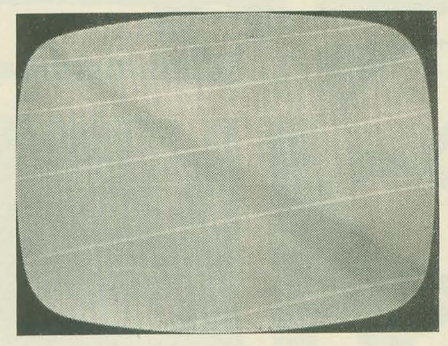
Fehlerbeseitigung
Hochspannungsteil untersuchen, Röhren wechseln, Anodenspannung überprüfen, eventuell Selengleichrichter und Zeilentrafo wechseln



Fehler
Eine Ecke des Bildes ist verdunkelt

Ursache
Ionenfalle steht falsch

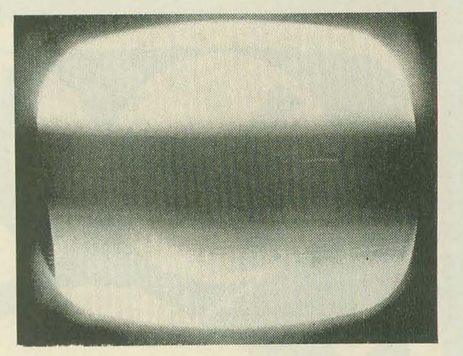
Fehlerbeseitigung
Ionenfalle nachstellen



Fehler
Schräge, weiße Linien überziehen das Bild

Ursache
Bildrückläufe werden nicht unterdrückt

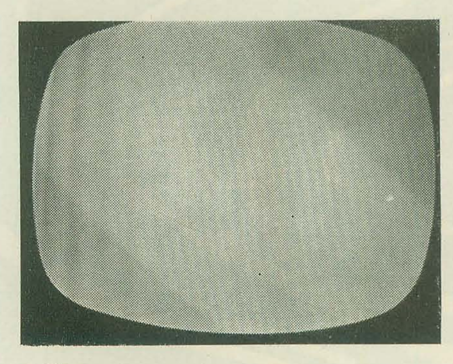
Fehlerbeseitigung
Bauteile der Dunkeltastung untersuchen, die Bildröhre kann ebenfalls defekt sein



Fehler
Kein Bild, nur ein dicker, dunkler Streifen auf der Bildfläche

Ursache
Bildröhre hat Faden — Katodenschluß

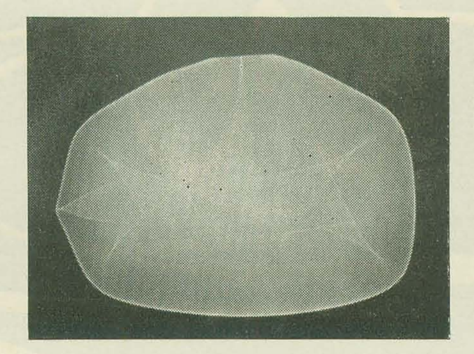
Fehlerbeseitigung
Bildröhre wechseln bzw. Heiztrenntrafo einsetzen



Fehler
In der linken Bildhälfte dunkle, senkrechte Linien

Ursache
Einschwingstreifen der Zeilenendstufe

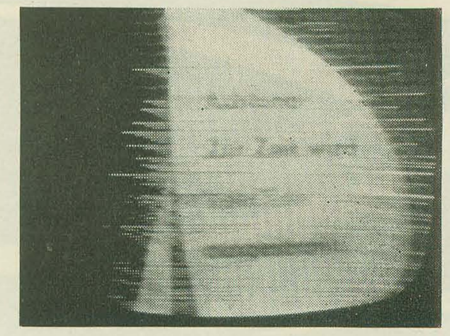
Fehlerbeseitigung
Röhre wechseln, Schirmgitterkondensator der Zeilenendröhre und, falls vorhanden, Diode für die Dunkeltastung untersuchen



Fehler
Bild ist klein und von Fäden durchzogen

Ursache
Hochspannungsgleichrichterröhre ist defekt

Fehlerbeseitigung
Röhre wechseln



Fehler
Helle Striche überziehen das Bild

Ursache
Röhre spratzt

Fehlerbeseitigung
Zeilenendröhre bzw. Boosterdiode wechseln


Das tschechoslowakische Außenhandelsunternehmen KOVO stellt auf der Internationalen Messe Brno – Tschechoslowakei vom 9. bis 23. September 1962 folgende TESLA-Erzeugnisse aus:
Transistorenempfänger in Taschen-, Handtaschen- und Tischausführung
Netzempfänger jeder Art und Größe
Netz- und Transistor-Tonbandgeräte
Fernsehempfänger modernster Konstruktion als Tisch- oder Standgerätausführung
Mikrofone, Lautsprecher, Lichtquellen, Radiobestandteile für die Transistoren und Fernsehtechnik, Röhren und viele andere Erzeugnisse von Weltniveau
TESLA
Alle diese Erzeugnisse werden im Pavillon C, II. Galerie, zur Schau gestellt!
Ausfuhr durch:
KOVO
Verlangen Sie eingehende Auskünfte und Prospekte!
Praha 7, trída Dukelskych hrdinu 47,
TSCHECHOSLOWAKEI